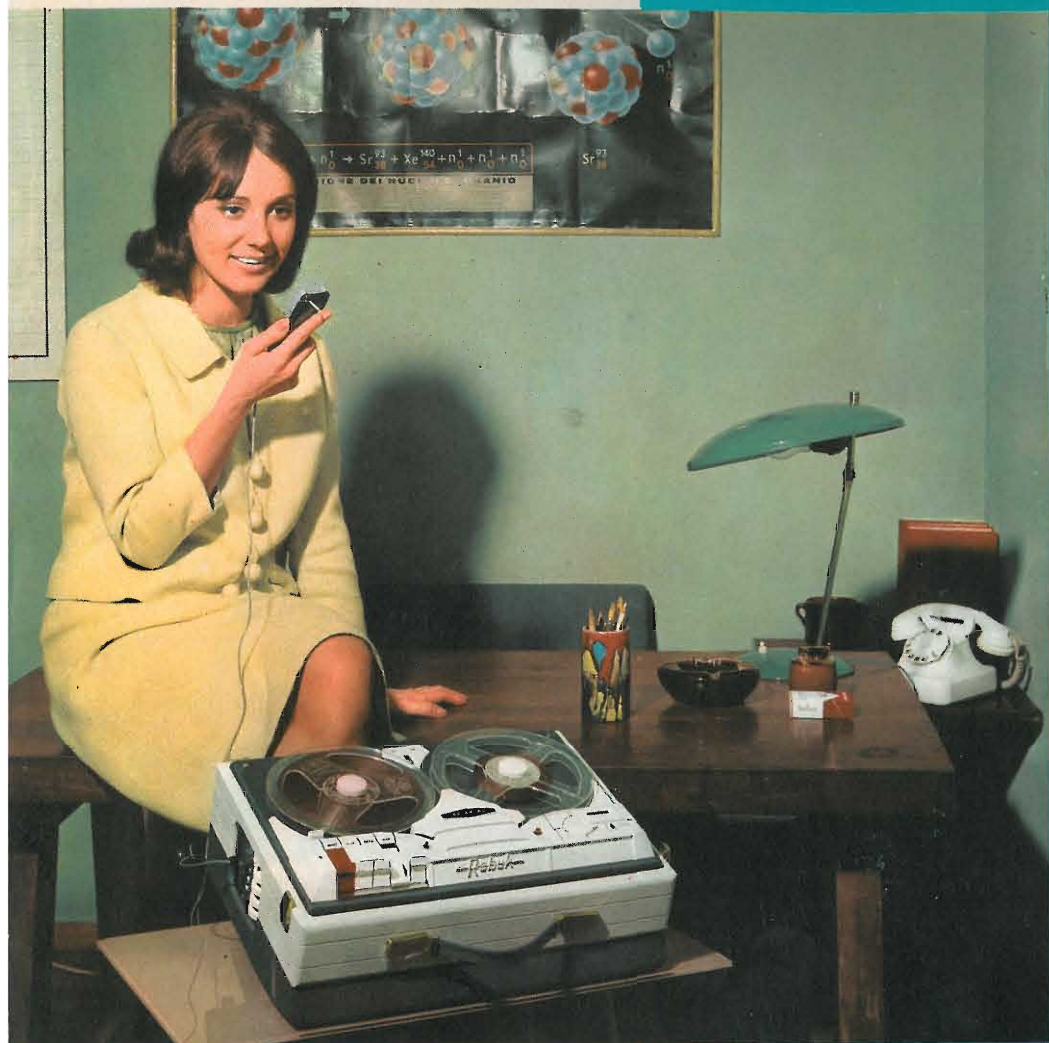
selezione di tecnica radio - tv

12

DICEMBRE 1963

Spedizione in Abbonamento Postale - Gr III

L. 300

ROBUK RG/30

REGISTRATORE a nastro professionale HI-FI, bobine da 7".
3 velocità 4,75 - 9,5 - 19 cm/s.
3 motori - 5 valvole.
Comandi a tastiera: Avviamento sinistro - Avviamento destro - Stop - Registrazione - Ascolto.
Ingressi: Radio-Fono-Micro.
Contagiri a numeri, indicatore ottico di registrazione, tasto di pausa.
Controllo della registrazione in corso (monitor).
Commutatore di sovraincisione.
Presa per altoparlante e amplificatore di potenza.
Potenza d'uscita 5 W indistorti.
Ottima fedeltà di riproduzione.
Peso 9900 g.

PREZZO DI LISTINO L. 115.000

Supertester 680 C

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore!

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. **IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	**50 μA** - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**1 portata:**	200 μA. C.A. (con caduta di tensione di soli 100 mV)
OHMS:	**6 portate:**	4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:**	(2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA:	**3 portate:**	0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per misure Amperometriche in corrente alternata con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980. Il nuovo **SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C** Vi sarà compagno nel lavoro per tutta la Vostra vita. Ogni strumento I.C.E. è garantito.

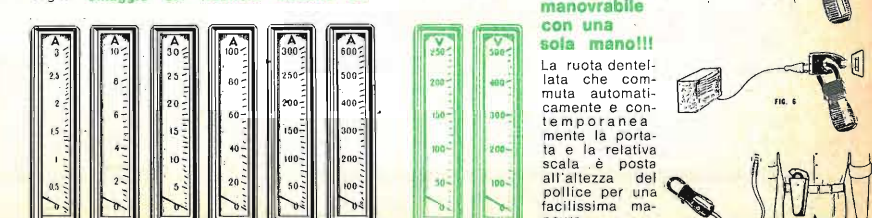
PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) **al prezzo di sole L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.

Amperometri a tenaglia I. C. E. mod. 690 - Ampertest

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare.

Ruotando il commutatore delle diverse portate, automaticamente appare sul quadrante la sola scala della portata scelta. Si ha quindi maggior rapidità nelle letture ed eliminazione di errori. **Indice bloccabile onde poter effettuare la lettura con comodità anche dopo aver tolto lo strumento dal circuito in esame!**
Possibilità di effettuare misure amperometriche in C.A. su conduttori nudi o isolati fino al diametro di mm. 36 o su barre fino a mm. 41x12 (vedi fig. 1-2-3-4). Dimensioni ridottissime e perciò perfettamente tascabile: lunghezza cm. 18,5; larghezza cm. 6,5; spessore cm. 3; minimo peso (400 grammi). Custodia e vetro antiurto e anticorrosibile. Perfetto isolamento fino a 1000 V. Strumento montato su speciali sospensioni molleggiate e pertanto può sopportare anche cadute ed urti molto forti. Precisione su tutte le portate superiore al 3% del fondo scala.
Apposito riduttore (modello 29) per basse intensità (300 mA. F.S.) per il rilievo del consumo sia di lampadine come di piccoli apparecchi elettrodomestici (Radio, Televisori, Frigoriferi, ecc.) (vedi fig. 5 e 6).

8 portate differenti in Corrente Alternata 50 ÷ 60 Hz. (6 Amperometriche + 2 Voltmetriche).
3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 600 Amp. 250 - 500 Volts
0-300 Milliampères con l'ausilio del riduttore modello 29-I.C.E. (ved. fig. 5 e 6)
1 sola scala visibile per ogni portata
Il Modello 690 B ha l'ultima portata con 600 Volts anzichè 500.

PREZZO: L. 40.000. Sconto solito ai rivenditori, alle industrie ed agli elettrotecnici. Astuccio pronto, in vinilpelle L. 500 (vedi fig. 8). Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del riduttore modello 29.**

Veramente manovrabile con una sola mano!!!
La ruota dentellata che commuta automaticamente e contemporaneamente la portata e la relativa scala è posta all'altezza del pollice per una facilissima manovra.

I. C. E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6

selezione di tecnica radio — tv

In copertina:
Degassamento con alta tensione dell'anodo ruotante di un tubo a raggi X. (Fotografia eseguita alla fabbrica valvole Philips).

SOMMARIO

Direzione Redazione:
Via Petrella, 6
Milano - Tel. 21 10 51.

Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di Milano N. 4261 dell'1-3-57.

Grafiche IGIESSE - Milano.

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
MESSAGGERIE ITALIANE
Via P. Lomazzo, 52
MILANO - Tel. 33 20 41.

Rivista mensile illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: CESARE DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo III - Prezzo della Rivista L. 300, numero arretrato L. 500 - Abbonamento annuo L. 2.800 - per l'Estero L. 5.000.
I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Via Petrella, 6 - Milano.
Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario, cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

LE PILE

Ci risiamo con Quattrosoldi, la nota Rivista che per voler sapere tutto non si accorge di cospargere talvolta i suoi articoli, per altro brillanti, di varie inesattezze. Nel campo di nostra competenza ne abbiamo segnalate alcune qualche tempo fa: ora ci viene offerto il destro di rivelarne altre.

Nel fascicolo numero 32 del novembre 1963, alla rubrica «Quattrosoldi Prove» si legge l'articolo « Quanto ci durano le pile per radioline? ».

Lo stesso autore non è ben sicuro di ciò che ha scritto; egli ammette già nel sottotitolo, e lo ripete più volte, che non è possibile eseguire sicure prove ignorando, fra l'altro, il tempo trascorso dalle pile nei magazzini prima di essere vendute e quindi sottoposte al loro esame. Perché allora, chiediamo noi, pubblicare dei grafici con tutta l'aria di offrire conclusioni buone?

Si parla, come di procedimento valido, dell'acquisto di tre pile di ciascun tipo in tre negozi diversi. Questa indagine potrebbe essere valida per il computo di una media generale approssimativa, senza nomi di marche, posto che la quantità di tre pile — non si sa con quale criterio determinata — sia rigorosamente necessaria e sufficiente. Per contro si è trascurato di prendere in considerazione i vari tipi di batterie di uguali dimensioni ma fabbricate per usi diversi. A titolo di esempio, la Hellesens costruisce due batterie tipo 25 x 49: una per luce e una per transistor.

Questa — absit injuria verbis — ignoranza fondamentale è sufficiente per togliere ogni credito ai risultati di Quattrosoldi. A raggiungere i quali, è chiaro, la sorte, non la perizia, ha avuto la parte essenziale.

L'unico fatto certo è quindi l'incertezza, per cui, in quel particolare caso, la Rivista avrebbe dovuto astenersi dal menzionare marche, attribuendo ad alcune dell'inferiorità immeritata o, comunque, non accertata. Oppure avrebbe dovuto citare, oltre alle marche, *i negozi in cui le pile sono state comperate*, in quanto è di fondamentale importanza la quantità di pile che il magazzino può smerciare giornalmente. E infine, notiamo, le prove effettuate avrebbero potuto essere quelle proposte dalla UNEL. Pertanto, se Quattrosoldi fa tutto in casa, procedimenti e risultati, non tutti saranno disposti a credere al suo verbo.

Anche marginalmente la Rivista mette allo scoperto i propri difettucci: i prezzi delle pile riportati nell'articolo in questione non sono proprio esattissimi. Per esempio il tipo « Wonder Tiber » non costa L. 700 ma L. 420. E per chi intende insegnare a fare economia, lo sbagliare nei numeri è piuttosto — come dire? — un fatto insolito.

Per pura coincidenza, avevamo predisposto per questo numero un articolo tecnico, scritto da un nostro esperto, al quale rimandiamo il lettore; i dati in esso riportati potrebbero rivelarsi utili per i redattori di « Quattrosoldi ».

Appena il disco è « nato », la matrice viene raffreddata con acqua corrente.

DAL SUONO AL DISCO

Per l'autore è motivo di fascino sempre nuovo il fatto che un suono impresso in una materia inerte dopo una serie di trattamenti assai complessi, possa in ogni momento essere riprodotto con una tale rassomiglianza rispetto all'originale che si ha quasi l'impressione di trovarsi nella stessa sala da concerto. Infatti una vibrazione sonora viene fissata in un disco con una precisione che non trova confronti negli altri rami della tecnica.

Il procedimento è indubbiamente complicato. La fig. 1 mostra, semplificandolo, il lungo cammino percorso dal suono. Le vibrazioni sonore captate dal microfono (1) sono da questo convertite in tensioni elettriche, le quali vengono amplificate dall'amplificatore (2) e quindi applicate al registratore a nastro (3). Qui i suoni vengono fissati su un lungo nastro ricoperto di polvere di ferro, sotto forma di piccole zone più o meno intensamente magnetizzate. Questa registrazione su nastro può essere riprodotta in un momento qualunque su un apparecchio di riproduzione (3'), il quale riconverte dunque le vibrazioni registrate sul nastro in oscillazioni elettriche. Queste vengono applicate a una testina d'incisione (4) che imprime le vibrazioni sonore in un disco di cera detto l'**originale.** Nel reparto galvanoplastica (5) l'**originale** viene impiegato per ricavare delle **matrici** che nel reparto stampaggio (6) servono a pressare i dischi. A casa nostra il pick-up (7), esplorando il disco, converte di nuovo in oscillazioni elettriche le vibrazioni sonore esistenti sul disco stesso; l'amplificatore (8) e l'altoparlante (9) fanno il resto e a noi altro non rimane che ascoltare.

L'incisione

Mentre per il disco da mettere in vendita è preferibile un materiale piuttosto duro, per il disco da incidere come « originale » si preferisce un materiale assai tenero.

In passato l'incisione veniva effettuata su un disco di cera dello spessore di alcuni centimetri, con la superficie ben spianata e levigata. Oggi si impiegano invece quasi unicamente dischi all'acetato, i quali sono costituiti da un supporto metallico

piano sul quale è steso un sottile strato molto omogeneo di una vernice speciale a base di acetato. Questo acetato, liquido a temperatura relativamente elevata, solidifica a temperatura leggermente superiore a quella ambiente. Il solco tracciato in un tale disco è molto sottile e lo strato di acetato deve quindi rispondere a condizioni molto severe perchè le minime porosità o granulosità darebbero luogo a rumore di fondo e crepitìo inammissibili. Anche la superficie deve essere perfettamente regolare se si vogliono fare dei dischi veramente di qualità. Per i dischi da incisione dai quali non si ricavano matrici si è meno severi sui requisiti e si tollera qualche piccola irregolarità superficiale; per gli **originali** invece che servono di base a un processo di moltiplicazione, la superficie deve risultare senza imperfezioni e l'aspetto che presentano è quello di uno specchio perfetto.

Quando si suona un disco sul grammofono, il pick-up viene guidato sul disco dal solco che vi è impresso. Il solco manca in registrazione e la punta d'incisione deve spostarsi sull'**originale** in modo da tracciarvi detta spirale. Per far questo si guida la testina d'incisione ad esempio per mezzo di un alberino elicoidale che ruotando lentamente la sposta dall'esterno verso l'interno del disco. Ora, poichè in alcuni dischi microsolco due solchi contigui distano solo 0,08 mm e poichè i solchi occupano anch'essi un certo spazio e non debbono in alcun modo nè intersecarsi nè toccarsi, è facile immaginare a quali condizioni di precisione deve soddisfare il meccanismo di guida. Ogni gioco o variazione di velocità, per quanto minimi, si tradurranno inevitabilmente in un difetto tale che il disco non potrà essere accettato e verrà rifiutato. Inoltre ogni vibrazione del meccanismo può ripercuotersi nel solco e lasciarvi una traccia che si rivelerà in seguito mediante un ronzio.

Soddisfare solo queste condizioni renderebbe le cose già abbastanza complicate, ma in questi ultimi anni un nuovo problema è venuto ad aggiungervisi, quello del solco a passo variabile. Già coi dischi di gommalacca che girano alla velocità di 78 giri al minuto, la distanza fra i solchi non è sempre la stessa. Una faccia di un disco da 30 cm può contenere circa 4½ minuti di musica; ma quando per caso una composizione dura solo 4 minuti, il fabbricante preferisce che la faccia del disco sia completa, per evitare che il disco incontri difficoltà nella vendita. Si può risolvere questo problema aumentando leggermente il passo della spirale, al esempio cambiando gli ingranaggi fra il motore e l'alberino.

Il problema inverso, cioè quello di un pezzo che non entra in una faccia di un disco, è più difficile da risolvere. In un caso simile occorrerebbe avvicinare i solchi, ma nei passaggi forti, ad esempio in un pieno orchestrale, c'è il rischio che i solchi si accavallino. In passato questa difficoltà si superava attenuando i segnali più forti, ma in tal modo la dinamica risultava alquanto sacrificata, il che è meglio evitare. La soluzione migliore è di aumentare il passo della spirale nei passaggi forti e di diminuirlo nei passaggi deboli. Siccome non è evidentemente possibile cambiare gli ingranaggi nel corso dell'incisione di un disco, in questi ultimi

Fig. 1 - Dal microfono all'orecchio. 1) Microfono; 2) Amplificatore; 3) Registratore a nastro; 3') Amplificatore; 4) Testina di incisione; 5) Bagno galvanico; 6) Stampaggio; 7) Pick-up; 8) Amplificatore; 9) Altoparlante.

È sempre bene avere più matrici di un disco. La fotografia illustra la copia negativa e quella positiva nell'immediato istante in cui esse vengono separate.

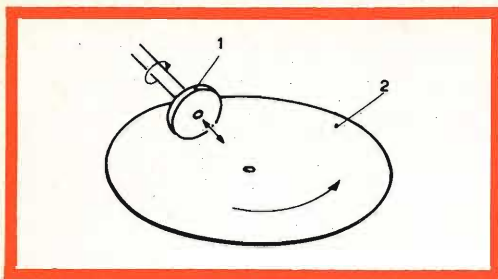



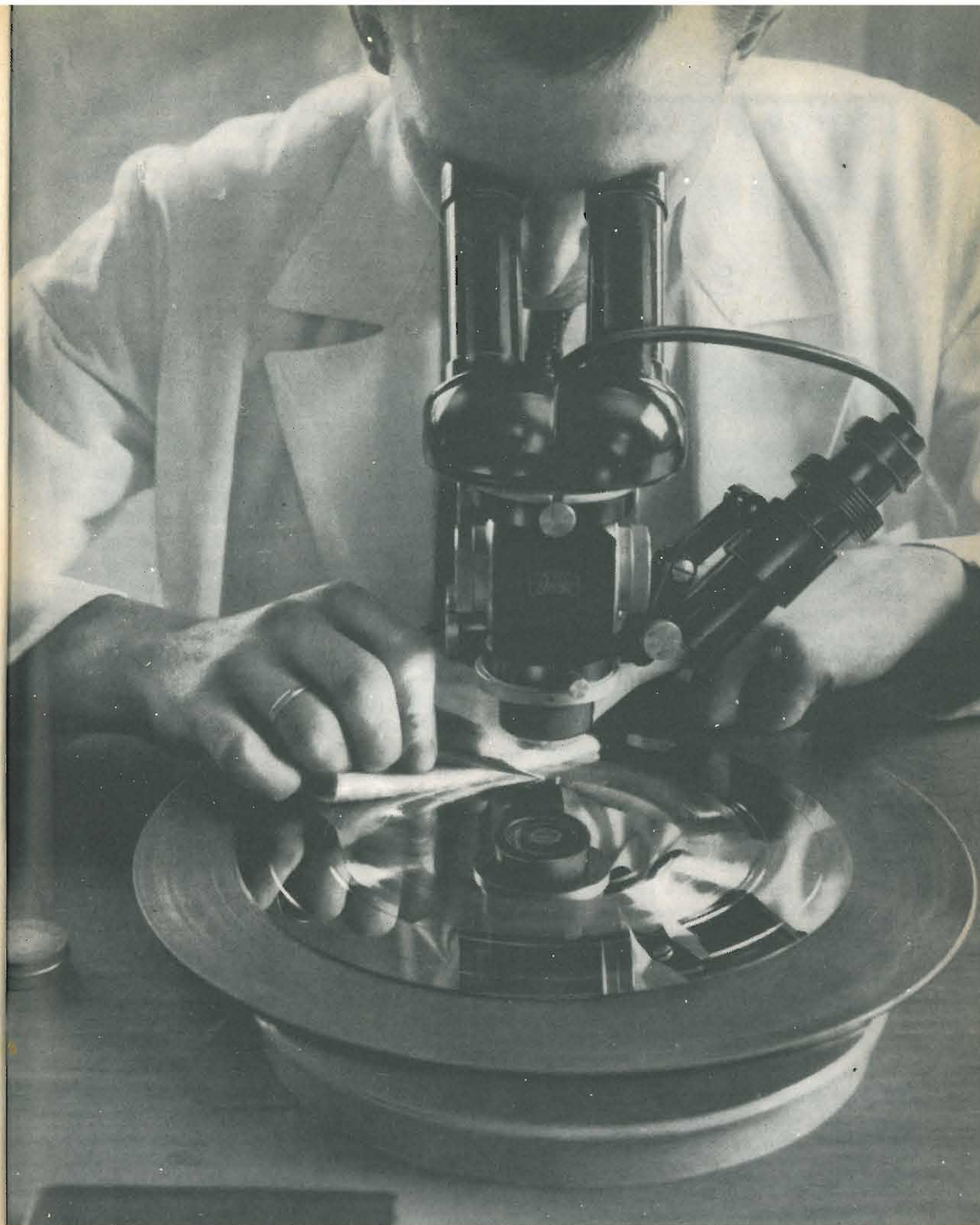
Fig. 2 - Movimento dell'alberino di guida nell'incisione del solco a passo variabile.

anni sono stati elaborati alcuni metodi con i quali è possibile variare con continuità la velocità di traslazione della testina d'incisione. Con uno di questi metodi l'alberino di guida non viene mosso mediante ruote dentate; alla sua estremità esso è provvisto di una piccola puleggia con guarnizione di gomma (1 nella fig. 2) che appoggia su un piatto ruotante a velocità costante (2). La puleggia (1) può spostarsi lungo l'alberino e la sua velocità è allora funzione del punto dove tocca il piatto di trascinamento (la velocità di rotazione della puleggia diminuisce quando la puleggia stessa si avvicina al centro del piatto). Spostando la puleggia, si può quindi variare la velocità di traslazione della testina d'incisione e quindi il passo del solco. La sola difficoltà che resta è la necessità di essere preavvertiti di un passaggio musicale forte perchè il passo del solco deve essere aumentato con un certo anticipo rispetto all'arrivo di un **fortissimo** e inoltre questo aumento deve avvenire molto gradatamente per evitare inconvenienti. Con l'ausilio della partitura musicale è evidentemente possibile prendere al momento giusto le misure necessarie, ma il tecnico che segue l'incisione del disco ha già molte cose di cui occuparsi e questa nuova responsabilità aumenterebbe le sue preoccupazioni.

Poichè attualmente l'« originale » viene sempre ricavato da una registrazione su nastro, esiste la possibilità di comandare automaticamente il moto della testina d'incisione. A una certa distanza dalla testina di riproduzione del registratore a nastro (la quale è collegata all'amplificatore d'incisione) e con un certo anticipo rispetto a questa, è disposta una seconda testina di riproduzione. La tensione fornita da quest'ultima viene applicata a un amplificatore speciale che dopo averla opportunamente manipolata, la applica a un dispositivo che regola automaticamente la posizione della puleggia sull'alberino di guida. Un po' prima che alla testina di incisione giunga un **fortissimo,** la puleggia (1) si sposta verso l'esterno del piatto di trascinamento (2) e dopo che il **fortissimo** è passato, torna verso il centro. Il metodo sopra illustrato non è che uno fra molti. Ce n'è un altro ad esempio in cui l'alberino di guida viene mosso da un motore sincrono alimentato da un generatore la cui frequenza varia proporzionalmente alla tensione della testina di riproduzione ausiliaria.

Naturalmente all'amatore di dischi importa poco come si fa a variare il passo del solco, purchè gli si diano registrazioni di una durata massima e di una dinamica avente tutta l'ampiezza possibile. Un disco con solco a passo variabile si riconosce dai caratteristici cerchi più o meno brillanti che presenta la sua superficie e benchè l'aspetto non ne tragga giovamento, la qualità della musica ne risulta migliorata considerevolmente. Naturalmente questo sistema viene usato quando è utile usarlo, non quando, ad esempio, c'è da incidere un pezzo di violino.

Durante l'incisione del disco, il solco viene costantemente tenuto sotto controllo al microscopio. Dato che il solco deve sempre avere una larghezza e una profondità ben determinate, questa precauzione non è superflua. Aggiungiamo che il truciolo prodotto dalla punta d'incisione non deve mai arrotolarsi intorno alla punta stessa, perchè in tal caso il solco ne verrebbe danneggiato; inoltre i bordi del solco debbono risultare perfetti ed esenti da sbavature, che invece tendono a formarsi sotto la pressione della punta. Infine il tecnico deve controllare che i solchi non si avvicinino troppo.

Il truciolo di cui abbiamo parlato costituisce un problema serio, come possono constatare i lettori che incidono dischi con apparecchiature a carattere domestico. In

Le imperfezioni del solco (largo 0,06 mm e profondo 0,03 mm) vengono corrette al microscopio binoculare.

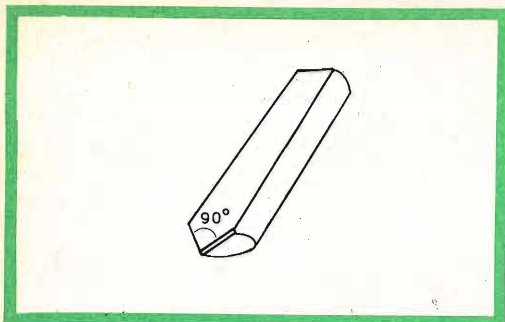



Fig. 3 - Punta di incisione.

queste apparecchiature il truciolo viene allontanato mediante una spazzola di cammello. Nelle apparecchiature professionali il truciolo viene aspirato con una pompa a vuoto. Per effetto della carica elettrostatica che assume all'atto della formazione, il truciolo tende a restare attaccato dove tocca; per tale motivo anche negli studi professionali di registrazione si preferisce tenere un pennello a portata di mano.

La punta d'incisione è di zaffiro o di diamante; essa è assai piccola, ma nonostante le dimensioni ridotte è stata oggetto di numerosi studi da parte di tecnici valenti. La forma e la precisione della lavorazione hanno un'importanza fondamentale perchè è appunto in dipendenza di queste che il solco risulta netto e senza sbavature. Come si può vedere nella fig. 3 l'estremità della punta è tagliata a spigoli vivi, come facce piane. Vedremo più avanti quale influenza ne derivi nella riproduzione; come inciso diciamo fin d'ora che in riproduzione vengono invece usate puntine tonde, allo scopo di evitare un'usura eccessiva del disco.

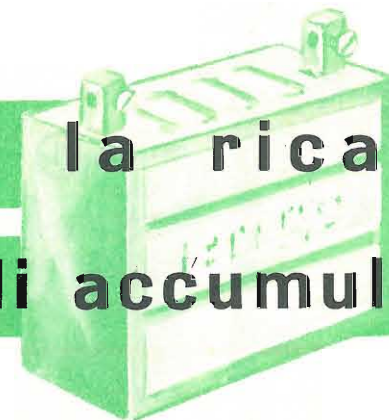
I recenti miglioramenti nella qualità dei dischi sono in gran parte dovuti all'impiego di punte d'incisione più perfezionate e principalmente all'introduzione delle punte a caldo (hot stylus). La punta deve aprirsi la strada nella vernice dura e si comprende facilmente come questa operazione risulti facilitata e riesca meglio se effettuata a caldo; si ottengono in tal modo risultati molto migliori, specialmente per le frequenze più alte (lunghezze d'onda minori). Inoltre il solco tracciato da una punta calda risulterà più levigato e quindi il rumore di fondo del disco sarà minore. Scaldare tutto il disco non è possibile perchè la vernice si scioglierebbe; l'arte consiste nel fornire alla punta solo il calore sufficiente perché la vernice diventi pastosa a contatto della punta stessa e si rassodi immediatamente dopo il suo passaggio. La punta si può ad esempio scaldare elettricamente mediante una piccola spirale avvolta intorno ad essa. Aggiungiamo però che la testina d'incisione e il disco non debbono scaldarsi e che le distanze rispettive sono dell'ordine del millimetro o della frazione di millimetro e che pertanto la punta calda è cosa più semplice da descrivere che da realizzare. Però il riscaldamento della punta compensa ampiamente gli sforzi fatti per la sua realizzazione perchè con una punta a freddo di ottengono meno armoniche di ordine elevato e un rumore di fondo all'incirca triplo rispetto alla punta a caldo.

Il tracciato dei solchi d'ingresso e di fine corsa non presenta difficoltà di sorta, dato che esistono apparecchiature ausiliarie speciali per questo scopo. Menzioniamo ancora che i dischi da incisione all'acetato sono di diametro maggiore del disco finito, in modo da lasciare un margine esterno per il fissaggio al piatto e per le regolazioni preventive prima di iniziare l'incisione vera e propria. Di solito si usano dischi all'acetato di 40 cm di diametro.

Prima dell'avvento della registrazione su nastro, l'incisione di un disco era un'operazione fastidiosa perchè il minimo errore commesso nell'incisione diretta obbligava gli artisti a ricominciare tutto da capo. Il registratore a nastro è, fortunatamente, molto paziente e se capita che un disco all'acetato non riesca bene, il registratore ricomincia senza protestare. Questo, naturalmente elimina buona parte della tensione nervosa e il tecnico addetto alla incisione può dedicarsi con maggior serenità ai suoi compiti. Inoltre, una seconda incisione di un disco non è una cosa che costi eccessivamente ed oggi, se si riscontra un piccolo difetto, vi si ricorre più spesso di prima perchè non è più necessario trattenere in studio un centinaio di musicisti.

(continua) **L. C.**

INTERRUTTORE ELETTRONICO

per la ricarica degli accumulatori

Gli accumulatori di ridotte dimensioni ed ermeticamente chiusi (accumulatori a secco) vengono sempre più impiegati negli apparecchi portatili. Questi tipi di accumulatori, in genere, sono molto sensibili; un sovraccarico può danneggiarli irrimediabilmente a causa dell'aumento della tensione ai morsetti e conseguente sviluppo di gas nocivo. Al contrario, una scarica repentina (contrariamente a quanto si pensa) non produce alcun danno in questo tipo di accumulatori.

Di solito, un accumulatore non viene mai usato fino alla sua scarica completa, e per questo motivo non si può mai sapere esattamente nè lo stato di scarica dell'accumulatore nè il tempo che occorre per riportarlo alla carica normale. Spesso, per essere sicuri che l'accumulatore sia completamente caricato, lo si lascia sotto carica più di quanto sia necessario. Purtroppo, le conseguenze di questo modo di fare si fanno notare quando ormai l'accumulatore è irrimediabilmente perduto (elettrolita evaporato oppure elementi interni in cortocircuito).

Per evitare questi inconvenienti si rende assolutamente necessario controllare lo stato di carica dell'accumulatore.

Controllo dello stato di carica dell'accumulatore

Negli accumulatori normali, a differenza di quelli a gas ermeticamente chiusi di cui abbiamo parlato poc'anzi, lo stato di carica può essere controllato misurando la **densità** dell'elettrolita; questa misura dà un'indicazione abbastanza precisa dello stato di carica dell'accumulatore. In genere, questo controllo viene fatto mediante tre palline colorate; noi non ci addentreremo

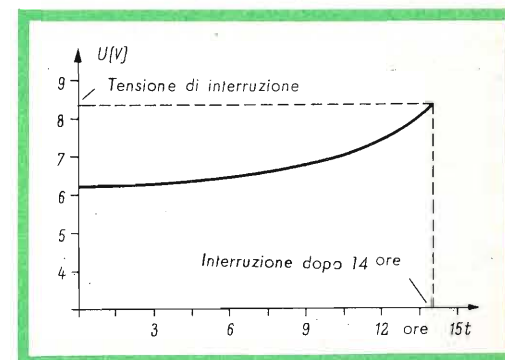



Fig. 1 - Curva di carica di un accumulatore al nichel-cadmio (Ni-Cd) con 10 Ah di carica; corrente di carica 0,9 A.

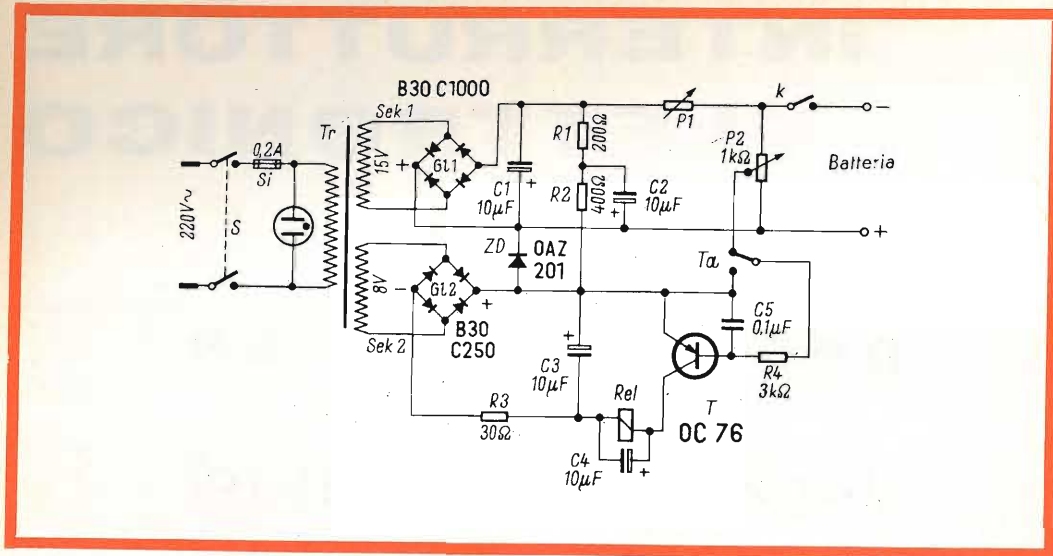



Fig. 2 - Schema elettrico del circuito di ricarica degli accumulatori.

nei particolari di questa misura perchè non interessa ai fini dell'articolo.

L'altro sistema di controllo dello stato di carica dell'accumulatore è invero oltremodo semplice ma altrettanto prolisso; naturalmente, per questa sua semplicità può essere applicato a tutti i tipi di accumulatori. Si procede, innanzi tutto, alla scarica completa dell'accumulatore cortocircuitando i suoi morsetti mediante una resistenza opportunamente dimensionata; successivamente, si effettua la ricarica in base alle caratteristiche di tempo e di intensità di corrente (Ah) richieste dal tipo di accumulatore sotto carica. Facciamo subito notare come alcuni tipi di accumulatori non sopportano indenni questa scarica che, in genere, è abbastanza repentina.

È nota questa proprietà caratteristica di ogni tipo di accumulatore: **la tensione ai morsetti, alla fine della ricarica, tende sempre ad aumentare.** Su questa tipica caratteristica è basato il terzo sistema di controllo della carica di un accumulatore, ed è quello che noi ci accingiamo a descrivere. In fig. 1 è riportata la curva caratteristica di carica di un accumulatore al nichel-cadmio (Ni-Cd); questa curva caratteristica si riferisce ad un accumulatore avente una capacità di 10 ampere × ora (Ah). Come si vede, alla fine della carica, la curva caratteristica sale verso l'alto; ciò significa che, alla fine della carica, la tensione ai morsetti **tende ad aumentare**. Se noi realizziamo un circuito che possa stabilire un confronto tra una sorgente di tensione con valore fisso (corrispondente alla tensione nominale del nostro accumulatore) e la tensione dell'accumulatore alla fine della carica, con la tensione-differenza tra questi due valori potremmo mettere in funzione un relé e quindi un interruttore che interrompa il circuito di carica dell'accumulatore.

Questo, in linea di massima, è il principio di funzionamento su cui è basato il circuito che ora ci accingiamo più dettagliatamente a descrivere.

Descrizione del circuito

Queste nostre considerazioni ci hanno consentito di realizzare due interessanti circuiti. Il primo circuito (fig. 2) è stato dimensionato in modo che, avvenuta la

ricarica completa dell'accumulatore, esso cessa di funzionare; in altre parole, questo circuito si interrompe non appena l'accumulatore ha raggiunto la sua carica caratteristica; esso però, non è in grado di rimettersi in funzione qualora lo stesso accumulatore si trovasse nuovamente scarico.

Il secondo circuito (fig. 3) è stato invece studiato per la ricarica degli accumulatori-tampone. Ovviamente, anche questo circuito si interrompe non appena la carica dell'accumulatore è stata raggiunta. A differenza del primo circuito, esso, però, si rimette in funzione **automaticamente** non appena, dopo un certo periodo di tempo, la tensione dell'accumulatore si sia abbassata.

Il circuito di carica vero e proprio, e il circuito-interruttore devono essere alimentati da due secondari separati, altrimenti potrebbero influenzarsi a vicenda. La corrente raddrizzata destinata al circuito di carica (fig. 2) raggiunge, dopo la rete di spianamento formata da C_1, R_1, C_2, il partitore di tensione formato dalla resistenza R_2 e dal diodo Zener ZD. Ai capi del diodo Zener ZD viene a formarsi una tensione fissa che non dipende dal carico; questa tensione costante viene confrontata con la tensione proveniente dai morsetti dell'accumulatore il cui valore dipende, come abbiamo visto, dalle condizioni di carica dell'accumulatore stesso.

Gran parte della corrente prodotta dal raddrizzatore si dirige verso l'accumulatore tramite il potenziometro che serve a variare la corrente di carica (P_1), e il contatto chiuso (k) del relè (Rel). Per portare il valore della tensione di interruzione in opportuno rapporto con quello della tensione di confronto si è aggiunto il potenziometro P_2. Il valore della tensione presa sul cursore di questo potenziometro dipende direttamente dal valore della tensione presente sui morsetti dell'accumulatore; questa tensione può pertanto essere usata per pilotare il circuito-interruttore vero e proprio. Bisogna sempre tener presente però che la tensione di interruzione desiderata deve essere sempre superiore al valore della tensione di confronto presente al capo del diodo Zener.

Nel circuito-interruttore si trova un relè azionato da un transistore. La tensione-campione presente ai capi del diodo Zener viene applicata all'emettitore del transistore. La differenza di tensione tra questa tensione-campione e la tensione prelevata sul cursore del potenziometro P_2 serve come tensione di base del transistore OC 76. C_3 e C_5 sono condensatori di livellamento. R_3 e R_4 sono resistenze di protezione. Particolare importanza ha la resistenza R_4 che impedisce che nel diodo Zener possa circolare una corrente di valore diverso da quello stabilito.

Fig. 3 - Schema elettrico del circuito di ricarica di accumulatori-tampone.

Fintanto che la tensione dell'accumulatore risulta inferiore alla tensione di interruzione in precedenza stabilita, la base del transistore riceverà una polarizzazione, pertanto, risulterà bloccato. Quando, alla fine della carica, la tensione dell'accumulatore tende a salire, la tensione di base cambia segno e « apre » il transistore il quale, a sua volta, eccita il relè che provvede ad interrompere il contatto nel circuito di carica dell'accumulatore. Siccome, però, il valore della resistenza del potenziometro P_2 è superiore a quello di P_1, la tensione alla base tenderà ancora a salire per cui la rimessa in funzione del circuito potrà essere ripristinata soltanto premendo il tasto T_a.

Circuito per la carica di accumulatori-tampone

Questo secondo circuito differisce dal primo in quanto l'accumulatore rimane **sempre** collegato al potenziometro P_2. La tensione del partitore viene aumentata all'istante dell'interruzione, dalla messa in cortocircuito della resistenza R_5. Questo aumento della tensione del partitore effettua una stabilizzazione del circuito per cui il circuito si rimetterà di nuovo in funzione non appena la tensione della batteria sarà leggermente diminuita. In figura 3 è indicato lo schema di questo circuito.

Taratura del circuito

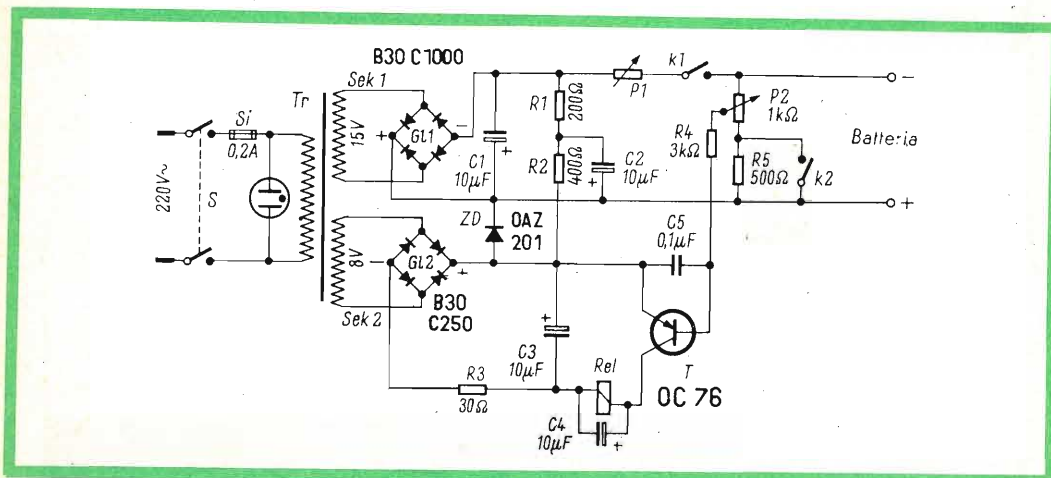
Se con uno di questi circuiti si deve ricaricare sempre lo stesso tipo di accumulatore, conviene sostituire il potenziometro P_1 con una resistenza fissa di corrispondente valore; anche per P_2 si può usare una resistenza-trimmer.

Per la taratura, si collega l'accumulatore da caricare ai morsetti e si controlla continuamente la tensione dell'accumulatore mediante un voltmetro abbastanza preciso.

Quando lo strumento segna la tensione che, secondo le indicazioni del costruttore dell'accumulatore, corrisponde a quella di pieno carico del medesimo, si regolerà il potenziometro P_2 in modo che il circuito provveda ad effettuare l'interruzione della carica. Successivamente, si scaricherà un poco l'accumulatore e poi, di nuovo, lo si ricaricherà controllando la tensione con il voltmetro. Se il circuito non si interrompe appena si è raggiunta la massima tensione ammessa, bisognerà nuovamente regolare P_2. Questo processo dovrà essere ripetuto per varie volte finchè il circuito non si interromperà in corrispondenza del valore di tensione desiderato.

La tensione di interruzione è facilmente riproducibile; la precisione del valore regolato è $\pm$ 5% con temperatura ambiente compresa tra 0 e +40°C. La tensione di rete può, in questo caso, oscillare $\pm$ 15%.

Ci limitiamo alla semplice descrizione di questi schemi elettrici in quanto pensiamo che, data la semplicità del circuito, la sua realizzazione pratica non presenti difficoltà alcuna, e anche perchè ognuno può adattare il montaggio in base alle possibilità e agli scopi particolari che desidera raggiungere. Si faccia solo attenzione a non montare nè il transistore nè il diodo Zener in prossimità del trasformatore, dei raddrizzatori e del potenziometro di regolazione P_1, in quanto, come tutti sanno, i transistori per lavorare con una grande stabilità devono trovarsi a una temperatura ambiente non superiore a 45°C.

A. Marcucci

MATERIALE OCCORRENTE

Per accumulatori fino a 0,5 Ah

Trasformatore Tr: 10 W

Primario: 220 V
Secondario I: 15 V/0,5 A
Secondario II: 8 V/0,3 A

Potenziometro P_1: 500 Ω lineare, 2 W

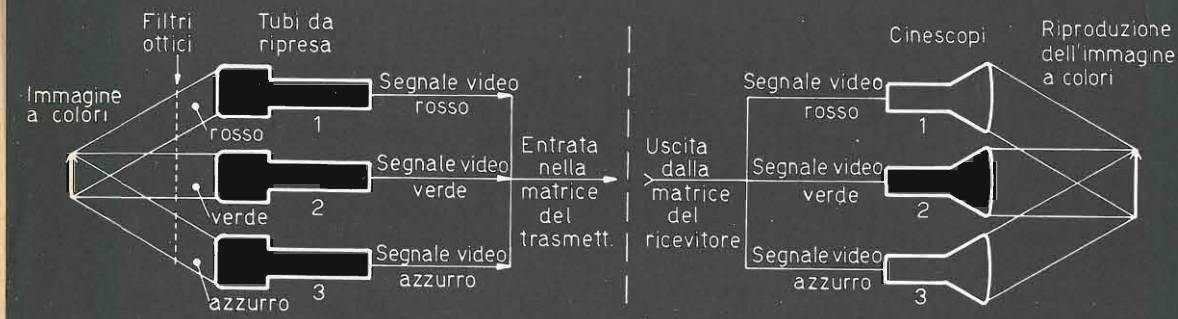
Per accumulatori fino a 10 Ah

Trasformatore Tr: 30 W

Primario: 220 V
Secondario I: 15 V/1,2 A
Secondario II: 8 V/0,3 A

Potenziometro P_1: 100 Ω lineare, 15 W

ZD - Diodo Zener Philips OAZ 201
Rel - Relè Siemens TRLS 154d o TBV 65412 (52 Ω)
T - Transistore Philips OC 76.

TV A COLORI

III parte

Principi fondamentali

Abbiamo finora studiato le proprietà fondamentali dei colori e abbiamo visto come questi possono venire addizionati o sottratti per produrre un'infinità di tinte. Abbiamo anche visto come possono venir separati nelle telecamere i tre colori fondamentali onde ottenere i segnali video corrispondenti ai colori rosso, verde e blu che compongono l'immagine. Abbiamo terminato l'articolo del mese scorso osservando che si può ottenere un'immagine a colori portando i segnali di colore separatamente a tre cinescopi rosso, verde e blu e sommando le tre immagini ottenute nei colori fondamentali su di un unico schermo.

Questo sistema di televisione a colori, il quale impiega tre circuiti separati di trasmissione (uno per ogni colore fondamentale), è noto come il " sistema simultaneo di televisione a colori " e dato che richiede una larghezza di banda quasi tripla rispetto a quella richiesta in un sistema in bianco e nero, esso viene impiegato principalmente in sistemi di televisione a circuito chiuso.

Sistemi sequenziali

Il sistema di televisione a colori in uso in America e che è pure in prova in varie nazioni Europee è il cosidetto " sistema sequenziale di televisione a colori ".

Questo sistema impiega un solo circuito di trasmissione e anziché trasmettere simultaneamente le informazioni relative ai tre colori, queste vengono trasmesse sequenzialmente ossia secondo una certa cadenza. Ciò vuol dire, per esempio che l'informazione relativa al rosso è seguita da quella relativa al verde, e quella verde è seguita da quella relativa al blu.

Precisiamo subito che questi sistemi di televisione a colori non trasmettono tutta l'informazione di un colore relativa a un quadro completo o a un semiquadro prima di passare ad inviare l'informazione relativa ad un altro colore. L'informazione di colore viene suddivisa in linee (sistema sequenziale a linee) o addirittura in elementi d'immagine (sistema sequenziale a punti). La velocità di commutazione da un colore all'altro è così grande che per il fenomeno della " persistenza dell'immagine " sulla retina l'occhio " integra " le sezioni componenti la sequenza (linee o punti) a formare un'immagine completa a colori.

Sistemi di scansione a disco

Uno dei primi sistemi di televisione che adottava la tecnica sequenziale, faceva uso del cosidetto " disco di colore " (vedi figura 15). La telecamera era disposta in modo tale da riprendere la scena attraverso il disco rotante mentre l'osservatore osservava la scena sul cinescopio attraverso un disco rotante dello stesso tipo. Sia la telecamera che il ricevitore erano del tipo per la normale televisione in bianco e nero.

I dischi portavano tre tipi di filtri colorati, uno per ciascun colore primario e quello del ricevitore veniva mantenuto in perfetto sincronismo con quello della telecamera per mezzo di uno speciale segnale di sincronismo.

Con il sistema elaborato dalla Columbia negli USA venivano analizzate trame successive con la sequenza dei colori rosso, blu, verde, rosso, blu, verde e così via. Veniva usato il normale interlacciamento e un'immagine completa a colori veniva ricomposta ogni ventesimo di secondo impiegando sei campi o trame. Il sincronismo del disco veniva ottenuto paragonando in un circuito a discriminatore l'uscita di un piccolo generatore mosso dall'albero del disco con un segnale a 120 Hz ricavato dal circuito di deflessione verticale. Se la velocità del motore che muoveva il disco del ricevitore tendeva a variare, si produceva nel circuito del discriminatore una tensione di correzione che agiva su di un freno magnetico riportando così in sincronismo la velocità del disco. Quando il disco era in sincronismo perfetto la tensione di correzione era zero. Per evitare lo sfarfallio (flicker) con questo sistema si richiedeva una maggiore velocità di scansione verticale (nel sistema C.B.S. si impiegava una frequenza di 120 Hz) per cui se ogni quadro doveva avere lo stesso numero di linee in un sistema equivalente in bianco e nero, la larghezza di banda video richiesta risultava parecchie volte maggiore di quella del sistema monocromatico. Questo sistema richiedeva quindi una eccessiva larghezza di banda e aveva pochi vantaggi rispetto al sistema simultaneo.

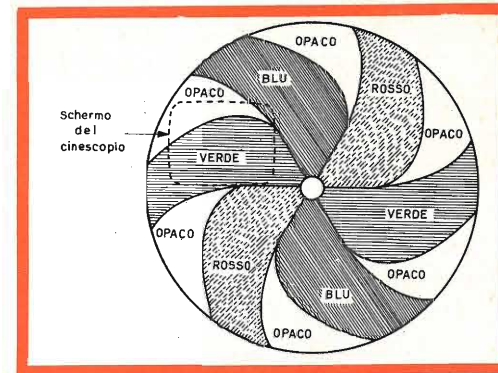



Fig. 15 - Il disco dei colori impiegato con il primo sistema di televisione a colori della CBS. Questo sistema utilizza un normale sistema di TV in bianco e nero accoppiato a due colori con i filtri colorati mantenuti in perfetto sincronismo uno davanti alla telecamera, l'altro davanti all'osservatore.

La C.B.S. modificò poi il suo primitivo sistema riducendo il numero delle linee per trama da 262,5 a 187,5 in modo da non occupare una larghezza di banda a RF maggiore di quella dello standard a 525 linee; naturalmente ciò comportava una riduzione della definizione complessiva dell'immagine.

I problemi meccanici connessi al sistema di televisione a colori con disco lo rendevano pressoché irrealizzabile per uso domestico. È difficile inserire in un tutto organico anche dal punto di vista estetico un disco di 42" di diametro che ruota davanti ad un tubo da 19"! Anche un tubo da 9" necessita ancora di un disco del diametro di 22".

Sebbene il sistema di scansione con disco colorato che fu sviluppato per primo da Baird nel 1928, abbia attraversato vari stadi di sviluppo, esso rimane sempre un dispositivo essenzialmente meccanico e non potrà essere usato in futuri sistemi di televisione a colori.

Un altro problema connesso al sistema del disco colorato, è dovuto al fatto che una trama completa viene analizzata in un colore, la successiva in un altro e così

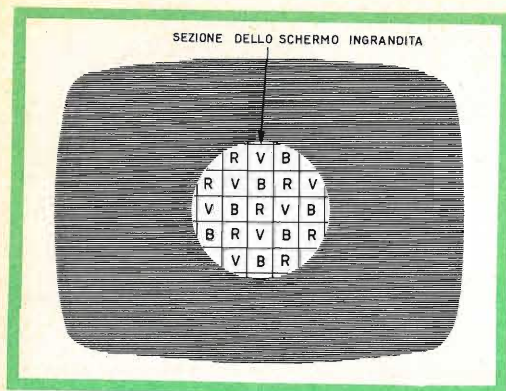



Fig. 16 - Sistema sequenziale ottico per punti. Uno speciale schermo composto da un grandissimo numero di gruppi di filtri nei tre colori fondamentali viene disposto davanti al ricevitore mentre un analogo schermo più piccolo viene inserito davanti al tubo da ripresa della telecamera.

via, ed occorrono sei trame (tre paia di colori) per ottenere una immagine completa a colori, per cui possiamo dire che questo è in realtà un " sistema sequenziale a trame ".

Sistema sequenziale a punti

Un sistema ottico che impiega la tecnica sequenziale per punti è stato presentato da G. J. King in un supplemento del " Radio and Electrical Retailing " del dicembre '62. Esso utilizza uno speciale schermo ottico davanti al ricevitore e uno schermo simile in scala ridotta davanti alla telecamera.

Ciascuno schermo è composto da un gran numero di gruppi affiancati di filtri rossi, verdi e blu. (fig. 16). La scena ripresa dalla telecamera risulta così " codificata " in termini di colore. Quindi gli elementi di color rosso attraversano i filtri rossi, quelli verdi i filtri verdi e quelli blu i filtri blu. Mediante la combinazione dei fascetti di luce colorata che attraversano i gruppi di filtri rosso, verde e blu si può in ricezione ottenere la luce bianca o un'immagine colorata.

Il segnale video ricavato dalla telecamera monocromatica così modificata è perciò " modulato " con degli impulsi corrispondenti ai colori nell'immagine. Visto su apparecchio monocromatico, un segnale video così " codificato " appare composto da una fine rete (mosaico) di piccoli quadretti monocromatici che risultano invisibili alla normale distanza di osservazione.

L'accenno precedente vuol essere una introduzione al principio base di questo nuovo sistema, il quale presenta ancora parecchi inconvenienti e problemi riguardo gli estremi della scansione, la codificazione, la larghezza di banda, la definizione e così via. Questo sistema è ancora allo stato sperimentale in un sistema di TV a circuito chiuso. Tuttavia esso serve come opportuna introduzione alla tecnica base del sistema sequenziale per punti.

Gli attuali sistemi di televisione sono pure basati su un'analisi e una sintesi sequenziale per punti, e comprendono un interlacciamento dei punti, ma il funzionamento è essenzialmente elettronico diversamente dal dispositivo ottico precedentemente descritto.

Nella stazione trasmittente la telecamera a colori risulta commutata da un elemento di immagine all'altro, in modo da ottenere un segnale video da un punto verde, poi da un punto rosso, poi da un punto blu e così via. Le linee uno, tre, cinque ecc., di una trama " dispari " vengono analizzate con lo stesso sistema impiegato in una telecamera monocromatica, ma il segnale video che si ricava dall'analisi delle singole linee varia durante la linea stessa in funzione dell' informazione di colore contenuta, ossia a seconda del colore del punto analizzato come è stato descritto prima. Questa trama è seguita da una seconda trama interlacciata alla precedente (come nei sistemi monocromatici) che analizza le linee due, quattro, sei, ecc., costituendo così la trama pari.

Si ottiene quindi un'immagine completa interlacciando due trame, ma per ottenere l'interlacciamento degli stessi punti di colore, i punti sono spostati orizzontalmente di un elemento di immagine nelle successive due trame (tre e quattro). Questa idea è illustrata in fig. 17, dove i colori contenuti nei cerchi continui sono nella trama uno sulle linee dispari, e nella trama due sulle linee pari, mentre i colori contenuti nei cerchi tratteggiati sono nella trama tre sulle linee dispari e nella trama quattro sulle linee pari.

Sistemi sequenziali di riga

Per completare il nostro sguardo sui sistemi di TV a colori parleremo ora del sistema a sequenza di riga. In questo sistema l'informazione di colore viene cambiata o commutata sul circuito comune della telecamera non a frequenza di trama come nel sistema a disco colorato, non a frequenza dei punti (3-4 MHz) come nel sistema sequenziale per punti appena descritto, ma a frequenza di linea. Vi sono vari metodi e sequenze per la scansione del colore a frequenza di linea, ma nessuno di essi permette di ottenere un sistema soddisfacente; infatti la registrazione delle linee è difficile e risulta pure notevole lo sfarfallio d'interlacciamento. Per queste ed altre ragioni di ordine tecnico, il sistema sequenziale di linea non può essere considerato una ragionevole proposta di sistema di televisione a colori. Il sistema a sequenza di trama è fuori discussione per ragioni meccaniche, come è stato precedentemente chiarito; il sistema a sequenza di linea è escluso per ragioni tecniche non molto diverse, così possiamo concludere che solo il sistema sequenziale per punti rimane in gioco, come già si è potuto intravedere, dalle brevi note descrittive, e questo infatti è il sistema impiegato negli attuali sistemi di diffusione della TV a colori.

Prima di proseguire nella nostra conoscenza della TV a colori ricapitoliamo alcuni punti. Un sistema sequenziale si richiede solo quando il sistema di colori deve venir irradiato. Tutti i fattori che abbiamo discusso in relazione all'analisi sequenziale, non hanno nulla a che fare con la formazione dell'immagine a colori. Essi si preoccupano solo di creare un metodo mediante il quale sia possibile iniettare l'informazione di colore e quella monocromatica in un circuito comune o in una rete radio.

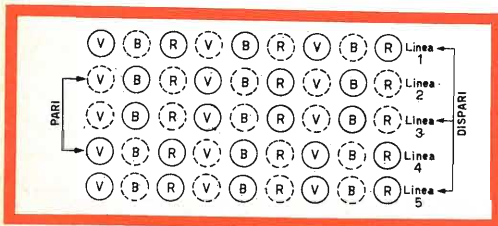



Fig. 17 - I colori contenuti nei cerchi interni vengono interessati nella trama uno dalle linee dispari e nella trama due dalle linee pari, mentre i colori contenuti nei cerchi tratteggiati vengono interessati nella trama tre dalle linee dispari e nella trama quattro dalle linee pari. Questo doppio artificio di scansione produce un interlacciamento non solo delle trame successive ma anche dei punti di colore. L'interlacciamento dei punti aumenta la definizione dell'immagine rispetto ad una data larghezza di banda.

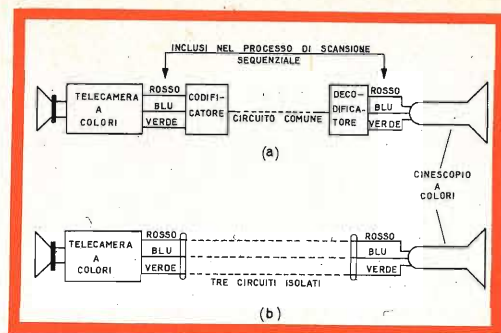



Fig. 18 - Lo schema a blocchi del sistema sequenziale (A) è simile a quello del sistema simultaneo.

Nel ricevitore si dovranno di nuovo riformare i segnali relativi all'originale informazione di colore così come appaiono all'uscita video della telecamera a colori. Questi segnali si possono applicare sia a tre cinescopi (anche monocromatici, ma con filtri colorati davanti) o ai tre cannoni elettronici di un cinescopio tricromico, come quello a maschera.

Nella stazione trasmittente vi è un dispositivo « codificatore » che commuta l'informazione di colore in un circuito comune secondo una certa sequenza, mentre dal lato del ricevitore vi sarà un « decodificatore » che separerà le informazioni di colore arrivate secondo una certa sequenza e ricostituirà i segnali di colore fondamentali da applicarsi al dispositivo di riproduzione (vedi fig. 18).

Con il sistema simultaneo accade esattamente la stessa cosa per quanto riguarda il colore ma l'informazione di colore viene trasmessa mediante tre circuiti separati e non si impiega quindi ne il codificatore ne il decodificatore. Il prossimo mese studieremo in dettaglio il cinescopio a colori a maschera e seguiranno poi alcuni dettagli sulle tecniche di trasmissione e di ricezione.

(continua)

G. Abussi

ricevitore FM di alta qualità

Viene descritta la realizzazione della sezione RF e della sezione FI di un ricevitore FM di elevate prestazioni; particolarmente interessante è la costruzione del gruppo RF che, di solito, viene acquistato già cablato e funzionante.

Attualmente, i circuiti impiegati nel gruppo a radio frequenza di un ricevitore FM — comprendente lo stadio amplificatore del segnale a radio frequenza e lo stadio convertitore-oscillatore — sono ancora uguali a quelli progettati e usati all'inizio della realizzazione dei primi ricevitori FM; da queste linee essenziali nessuno più si è mosso.

Secondo questo schema classico, la prima sezione del doppio triodo ECC 85 funziona come **preamplificatrice** del segnale di radiofrequenza, mentre la seconda sezione di questo stesso triodo funziona da **oscillatrice-convertitrice** di segnali. La supereterodina che ci accingiamo a descrivere impiega per queste stesse funzioni **due** valvole separate. I motivi che ci hanno spinto ad adottare questa soluzione sono i seguenti. Il nostro ricevitore dovrà avere una notevole sensibilità d'ingresso in quanto noi volevamo che potesse ricevere con un fruscio trascurabile anche le più lontane stazioni FM; per questo, abbiamo impiegato nel solo stadio preamplificatore **due** triodi EC 86 anziché **una** sola sezione del doppio triodo ECC 85. Separando, in questo modo, lo stadio preamplificatore dallo stadio convertitore, veniva eliminato automaticamente l'inconveniente dell'irradiazione del segnale dell'oscillatore attraverso l'antenna; oltre a ciò, tutto il cablaggio del selettore diventava molto meno critico.

Nello stadio preamplificatore d'ingresso (fig. 1) vengono pertanto impiegati due triodi EC 86 collegati in un circuito " cascode ". Infatti, agli effetti del segnale di radio frequenza, i due triodi sono effettivamente collegati in serie, mentre, se si guarda la tensione di alimentazione, essi invece risultano collegati in parallelo. Questa particolare soluzione si è dovuta adottare in quanto se avessimo voluto usare il **classico** circuito cascode, (alimentazione dei triodi in serie) avremmo dovuto disporre di una tensione di alimentazione molto elevata.

Il primo triodo EC 86 viene neutralizzato mediante il trimmer C2. Il secondo triodo EC 86 lavora in un circuito con " griglia a massa ". Nel circuito anodico di questo triodo si trova un circuito accordato sintonizzabile mediante il condensatore variabile C1.

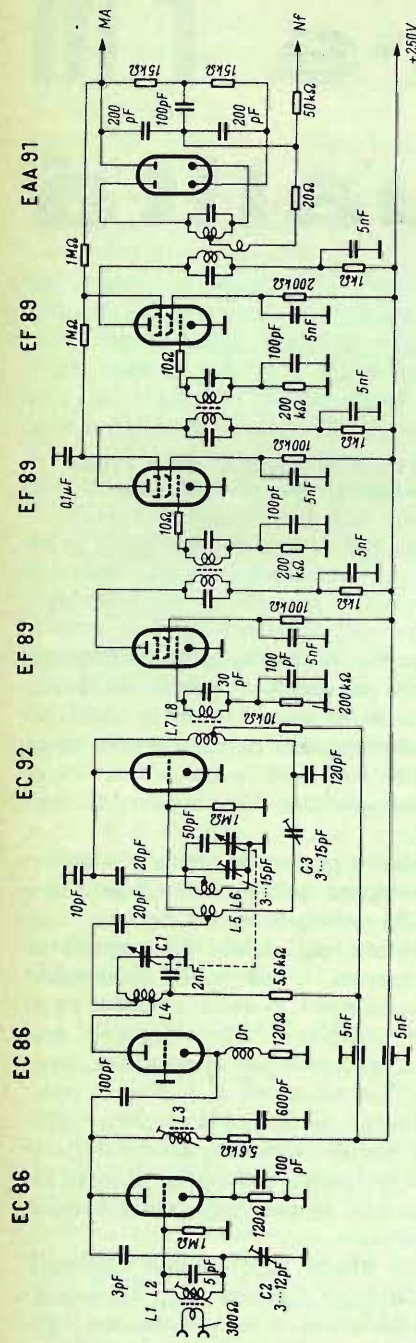



Fig. 1 - Schema elettrico della sezione amplificatrice a radiofrequenza, della sezione convertitrice e della sezione amplificatrice a frequenza intermedia.

A questi due triodi EC 86, segue un terzo triodo EC 92 con funzioni di oscillatore e mescolatore del segnale. Il circuito oscillatore è del tipo Meissner a ponte, ed è in tutto convenzionale. Il trimmer C3 disaccoppia lo stadio oscillatore dallo stadio a radiofrequenza; questo condensatore insieme alla capacità d'ingresso del triodo mescolatore e quella delle due metà della bobina L5 forma il circuito a ponte dell'oscillatore vero e proprio. Regolando opportunamente il trimmer C3 alla frequenza di oscillazione, sulla presa centrale della bobina L5 non dovrebbe esserci nessuna tensione verso massa. Le bobine L7 e L8 formano il primo trasformatore a frequenza intermedia.

L'amplificatore a frequenza intermedia vero e proprio è formato dai tre pentodi EF 89. Da notare che, per impedire che questi stadi a frequenza intermedia entrino in oscillazione sono state inserite nei circuiti di griglia resistenze da 10 Ω; inoltre, per ottenere una sicura limitazione del segnale FI, le griglie-soppressore delle ultime due EF 89 sono collegate ad una tensione negativa prelevata dal rivelatore a rapporto. In quest'ultimo circuito viene impiegato il doppio diodo EAA 91; il circuito è completamente simmetrico.

Componenti

Diciamo subito che nella nostra supereterodina vanno montati componenti molto compatti e poco ingombranti facilmente reperibili nei migliori negozi di componenti Radio-TV. Tutti i supporti per le bobine devono essere in plastica; attualmente ne esistono in commercio vari tipi e tutti vanno bene. Questi supporti devono avere, però, il diametro secondo le dimensioni indicate nella tabella più sotto. Il condensatore variabile deve avere una capacità massima di 12 pF e una demoltiplica di 1 : 3. Le tre valvole del gruppo a radio frequenza devono essere schermate. Come trasformatori a frequenza intermedia si possono usare quelli prodotti dalla Philips. In tutti i punti dello schema elettrico di fig. 1 dove è indicata una bobina di arresto di radiofrequenza — specialmente nel circuito di alimentazione dei

filamenti delle valvole — è sufficiente che venga inserita una perlina di ferroxcube isolata.

Costruzione del ricevitore

Perché il ricevitore possa dare delle buone prestazioni è necessario che i vari componenti vengano disposti secondo lo schema di cablaggio da noi indicato. Specialmente i punti di massa del gruppo a radiofrequenza devono essere quelli da noi riportati nello schema di cablaggio di fig. 6. Lo chassis (1) è formato di lamiera da 1,2 mm piegata ad U; in fig. 3 sono indicati tutti i fori che devono essere praticati per la sistemazione dei vari componenti. Anche la piastra di protezione inferiore (2) deve essere di lamiera da

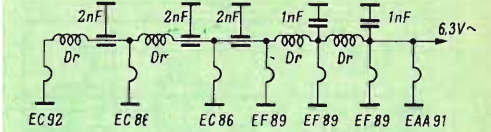



Fig. 2 - Schema per l'alimentazione dei filamenti.

1,2 mm; le dimensioni sono indicate nella stessa fig. 3. Lo stadio amplificatore RF deve essere tutto schermato dal resto del ricevitore mediante pareti divisorie fatte con un foglio di rame (3) dello spessore di 0,8 mm piegato e disposto come indi-

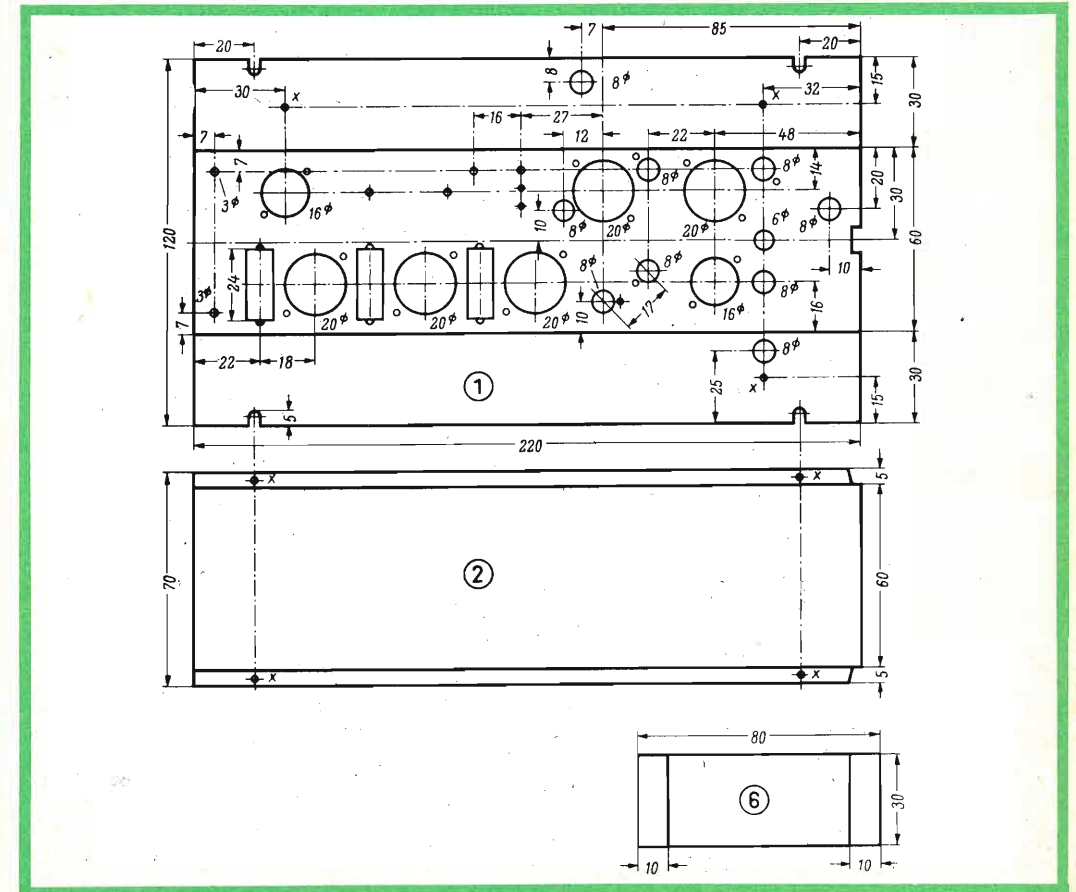



Fig. 3 - Dimensioni e foratura della piastra principale dello chassis; 1 = piastra principale; 2 = piastra inferiore; 6 = piastra laterale.

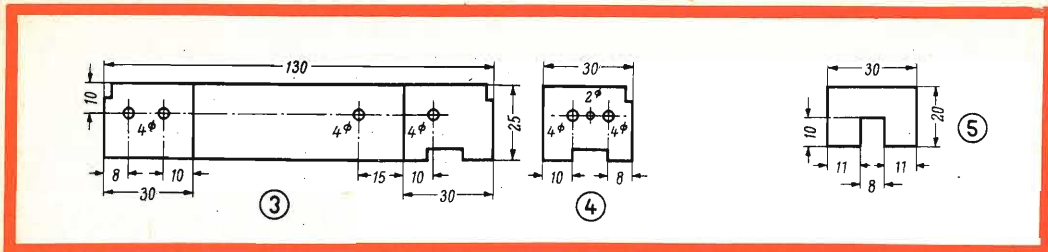



Fig. 4 - Dimensioni e foratura della piastra di rame per la camera schermante per il gruppo RF; 3 = foglio di rame prima della piegatura; 4 = piastra di rame per parete divisoria. 5 = Schermo per i supporti della valvola FI.

cato in fig. 4; verrà poi diviso in due da una parete divisoria (4). Lo chassis dopo essere stato piegato e forato è bene che venga immerso in un bagno galvanico che, oltre a dare un bell'aspetto al complesso, lo protegge anche da eventuali ossidazioni.

Fatto ciò si procede a montare sullo chassis i singoli componenti. Dai supporti dei triodi EC 86 furono eliminati tutti i contatti non necessari. Il fissaggio del condensatore variabile non presenta alcuna difficoltà. Si deve solo effettuare con cura l'isolamento verso massa. In tutti i supporti delle valvole degli stadi a frequenza intermedia devono essersi saldati dei divisori (5).

Cablaggio

La posizione dei vari componenti del gruppo a radiofrequenza è riportata schematicamente in fig. 5. I collegamenti in questa parte del ricevitore devono essere più corti possibile, e i punti di massa ben fatti; gli avvolgimenti delle varie bobine vanno fatti secondo la tabella riportata. Il punto di massa di ogni stadio è formato dal tubicino centrale del supporto di ogni valvola. I morsetti di antenna sono riportati al di sopra del telaio e devono essere isolati da questo mediante supporti in ceramica.

Il cablaggio dell'amplificatore a frequenza intermedia segue le stesse regole che noi abbiamo dato per il cablaggio del gruppo a radiofrequenza. Anche qui, i punti di massa di ciascun stadio fanno capo al tubicino del supporto di ciascuna valvola collegato a massa.

TABELLA 1 - Dati delle bobine

Bobina	Spire	∅ Supporto (mm)	Nucleo	Filo (mm)	Tipo di filo	Osservazioni
L1	3	5	per FM	1	rame smaltato	avvolgi l'uno entro l'altro
L2	4	5	» »	1	rame argentato	
L3	4	5	» »	1	» »	
L4	4	7	per RF	1	» »	2 prese al 25% della fine
L5	4	7	» »	0,2	rame smaltato	Bifilare
L6	4	7	» »	1	rame argentato	Presa al 25% della fine
L7	25	7	» »	0,2	rame smaltato	Presa al 20%
L8	20	7	» »	0,2	» »	

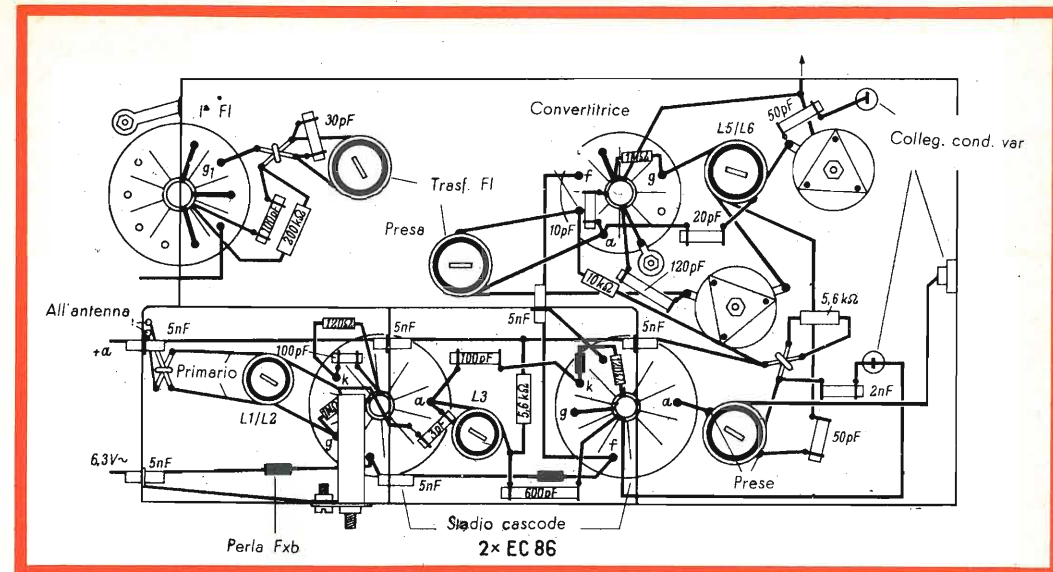



Fig. 5 - Schema di cablaggio del gruppo a radiofrequenza.

Messa in funzione e taratura del ricevitore

La taratura del gruppo a radiofrequenza e dell'amplificatore a frequenza intermedia sarebbe molto semplificata se si potesse disporre di un oscilloscopio, di un vobulatore e di un oscillatore. Siccome, però, non tutti possono disporre di questi apparecchi, consigliamo di effettuare la taratura del ricevitore in questo modo.

Per la taratura dell'amplificatore a frequenza intermedia è necessario avere un buon Tester, meglio ancora, un voltmetro a valvola; inoltre, è necessario procurarsi un ricevitore FM funzionante e ben tarato. L'uscita del gruppo a radiofrequenza di questo ricevitore va " iniettata " in griglia della prima valvola amplificatrice a frequenza intermedia del nostro ricevitore. Naturalmente, bisogna distaccare il trasformatore FI L7/L8 del nostro gruppo RF. Il voltmetro deve essere collegato all'uscita del rivelatore a rapporto (Nf). Sarà opportuno spostare verso il centro della scala l'indice dello strumento agendo sulla vite di " regolazione di zero " in modo da poter osservare con facilità deviazioni dell'indice dello strumento nelle due opposte direzioni. Il ricevitore funzionante va sintonizzato su una stazione al centro della banda FM, possibilmente quando l'emittente trasmette soltanto la nota musicale. A questo punto inizia la taratura vera e propria. Il secondario del rivelatore a rapporto viene accordato in modo che l'indice dello strumento non indichi nessuna tensione. Il primario del rivelatore a rapporto e gli altri trasformatori a frequenza intermedia vanno invece accordati per il massimo di uscita, e cioè, per la massima deviazione dell' indice dello strumento. Questa operazione va ripetuta svariate volte in modo da raggiungere per tutti i trasformatori a frequenza intermedia un unico punto massimo di accordo.

Tarato in questo modo l'amplificatore a frequenza intermedia, si toglie il voltmetro dal rivelatore a rapporto, e l'uscita del gruppo RF del ricevitore funzionante dall'ingresso dell'amplificatore FI del nostro ricevitore. Si effettua il collegamento del trasformatore L7/L8 in precedenza dissaldato; si ruota il trimmer di neutralizzazione, nel primo triodo amplificatore di radiofrequenza, verso il massimo; in queste condizioni, può darsi che si riceva debolmente qualche emittente FM. Agendo sui nuclei e sui trimmer del circuito oscilla-

tore si fa in modo che il condensatore variabile possa sintonizzarsi su tutta la gamma FM.

Le induttanze L1/L2, L3 e L4 vengono accordate per il massimo di uscita su una emittente al centro della gamma. Il trimmer C3 viene regolato in modo che sulla presa centrale della bobina L5 non sia presente nessuna tensione verso massa. Si regola infine il trimmer di neutralizzazione (C2), sul primo triodo amplificatore RF, in modo che in tutta la gamma di ricezione FM, questo stadio non tenti di entrare in oscillazione. Tutte queste operazioni vanno ripetute più di una volta in modo da ottenere un perfetto allineamento del ricevitore.

L. C.

UN FILO DI LUCE DI INAUDITA POTENZA

Il Consiglio nazionale delle ricerche, che costituì a suo tempo il centro fiorentino, ha deciso di una iniziativa, detta delle « grandi imprese », che comprende tre gruppi di studio. Il primo gruppo opera a Milano presso il Centro informazioni studi esperienze (C.I.S.E.), il secondo a Roma nell'Istituto superiore delle telecomunicazioni, il terzo a Firenze. Per quest'attività il Consiglio delle ricerche ha concesso finora un finanziamento di cento milioni di lire.
L'obiettivo della grande impresa è il « Laser », prodigiosa rivoluzionaria creatura dell'elettronica, che non ha ancora tre anni di vita, realizzata per la prima volta dal fisico americano Ch. H. Townes.
La teoria del « Laser » è complessa, rinunciamo quindi a difficili tentativi di spiegazioni. Contentiamoci di sapere che il dispositivo è costituito da un cristallo di rubino sintetico, da cui, in determinate condizioni, s'irradia uno stretto raggio di luce monocromatica, estremamente intensa. Un prototipo americano irradia una luce alcuni milioni di volte più brillante di quella del Sole!
Per avere idee chiare sulle possibilità di impiego, conviene tener presente la caratteristica essenziale del meccanismo. Con una sorgente normale di luce — ad esempio un proiettore — non si riesce a dirigere i raggi in un determinato punto, a concentrarli su una superficie ristretta, perchè il fascio si allarga, e l'energia si disperde. Il « Laser » produce un fascio molto ristretto che si propaga nello spazio con una minima svasatura, come un « filo di luce », in cui l'enorme energia è tanto concentrata da produrre, per esempio, la perforazione istantanea e profonda in corpi solidi entro certi limiti di distanza.
Nel linguaggio dei fisici si parla di « luce coerente ».
A Firenze esiste un « Laser » a rubino, ed è in corso l'allestimento di un tipo diverso, il « Laser » a gas, che emette luce invisibile, con raggi infrarossi.
Durante le esperienze, non si può guardare il rubino, la cui emissione « brucerebbe » istantaneamente gli occhi. Le osservazioni si fanno su uno schermo, oppure mediante fotografie.
Col « Laser » abbiamo in mano un nuovo, potentissimo strumento, ma non possiamo ancora usarne l'enorme potenza, perchè la tecnica è ancora ai primi passi. Lo scopo essenziale consiste nel buon impiego della suddetta caratteristica, e cioè nel mantenere sempre il fascio parallelo, concentrato, anche per distanze astronomiche. Oggi, con un fascio del diametro di venti centimetri, si « illumina » la Luna su una zona il cui diametro è di alcune centinaia di metri. Ma se la tecnica progredirà, come si spera, il fascio luminoso arriverebbe sulla Luna con un diametro uguale o poco superiore a quello di partenza. Gli astronomi avranno allora un sistema di eccezionale efficacia per ricerche a immense distanze.
A quali applicazioni immediate è destinato il « Laser »? Le possibilità teoriche sono immense. Guardando al prossimo futuro, si tenta già di trasferire le attuali tecniche delle telecomunicazioni terrestri alla luce; ciò avrebbe un prezioso impiego nelle trasmissioni di messaggi con la parola, di musica, di immagini. Per raggiungere questa meta la tecnica dovrà realizzare un sistema efficiente di modulazione della luce.
L'impiego del « Laser » per telecomunicazioni è purtroppo limitato in parte dalla turbolenza dell'atmosfera (di cui sono ancora poco noti gli elementi). Ma se il dispositivo fosse situato a bordo di un satellite artificiale, l'ostacolo sarebbe superato. Si prevede che le comunicazioni fra equipaggi di astronavi avverranno con questo sistema.

COMMUTATORE ELETTRONICO PER OSCILLOSCOPI

Per riprodurre sullo schermo del tubo a raggi catodici di un oscilloscopio contemporaneamente le curve riferentesi a **due** differenti fenomeni si possono seguire due sistemi.

Col primo sistema si fa in modo che il pennello elettronico del tubo a raggi catodici dell'oscilloscopio tracci contemporaneamente le curve dei due fenomeni "saltando" successivamente ma in maniera continua da una curva all'altra: **le due curve in questo modo risultano formate da un insieme di punti.**

Secondo l'altro sistema, invece, il pennello elettronico del tubo a raggi catodici prima traccia una curva **completa,** e successivamente traccia la seconda curva completa anch'essa, indi ritorna a tracciare la prima, poi la seconda, e così via.

Come si vede in questo secondo sistema più che nel primo, l'osservazione delle due curve sullo schermo del tubo RC è possibile grazie a quella proprietà caratteristica dell'occhio umano, nota come persistenza delle immagini sulla retina.

L'interessante schema del commutatore elettronico che noi proponiamo ai nostri lettori traccia le due curve sullo schermo del tubo a raggi catodici secondo il **primo** sistema. I transistori T1 e T2 funzionano da "interruttori" e fanno "saltare" il pennello elettronico da un punto di una curva a quello dell'altra; essi, infatti, vengono "aperti e chiusi" mediante una tensione rettangolare applicata ai loro emettitori e fornita da un circuito multivibratore formato dai transistori T7 e T8. Con il potenziometro R4 si regola la tensione di base dei transistori T1 e T2; questi ultimi hanno ovviamente, la resistenza di carico in comune (R6). Questo potenzio-

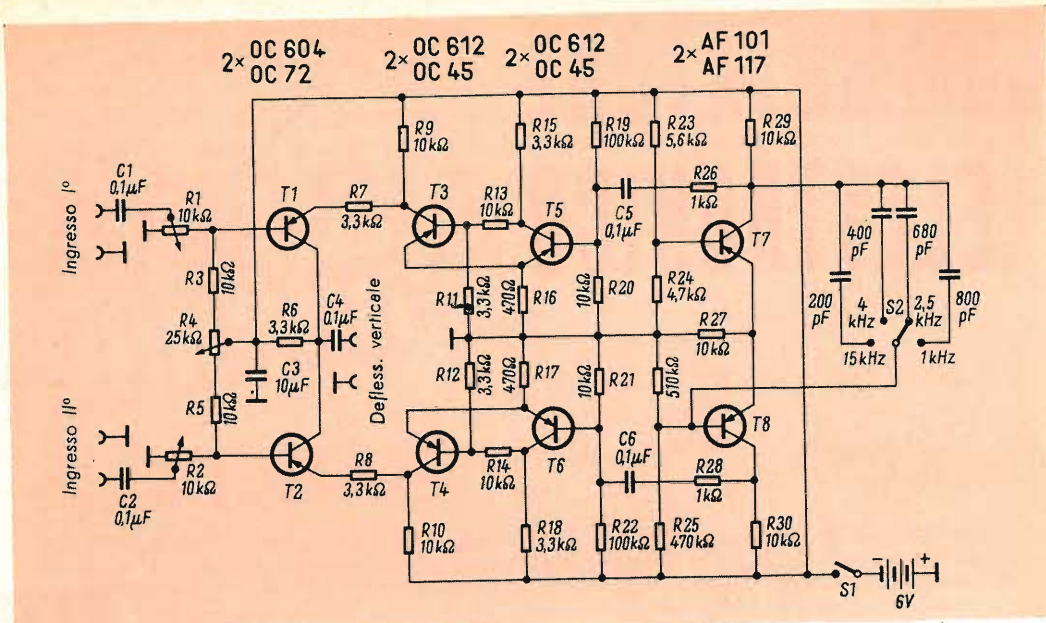



Fig. 1 - Schema elettrico del commutatore elettronico; con questo tipo di commutatore elettronico il pennello del tubo a raggi catodici "salta" da una curva all'altra.

metro R4 serve anche a regolare la distanza che si vuole ottenere tra le due curve riprodotte sullo schermo del tubo a raggi catodici. I potenziometri R1 e R2, rispettivamente all'ingresso dei transistori T1 e T2, servono per regolare l'ampiezza della curva applicata all'ingresso I° e quella applicata all'ingresso II°. La frequenza del multivibratore è regolabile a scatti da 1 kHz a 15 kHz; questa frequenza non è altro che la frequenza di successione dei punti che formano, come abbiamo detto, le due curve.

L. C.

Gli sportivi giapponesi potranno seguire i giochi olimpici del '64 a colori e in grandezza superiore a quella normale, standosene comodamente seduti nelle sale cinematografiche.

L'annuncio di queste trasmissioni televisive a colori a circuito chiuso è stato dato quando la Toho Co., Ltd., ha ordinato all'International General Electric 10 proiettori a colori « Talaria » per un valore di oltre 500.000 $.

I proiettori, progettati e realizzati dalla General Electric, consentono un'immagine televisiva a colori di ottima qualità su uno schermo cinematografico. Essi verranno installati in 10 cinematografi giapponesi - cinque a Tokyo, 3 a Osaka, 1 a Kyoto ed 1 a Kobe - che rientrano nei 2.000 cinematografi gestiti dalla Toho, la maggiore società di produzione e di distribuzione cinematografica del Giappone.

Le trasmissioni regolari, col nome Toho Television Theater, avranno inizio nella primavera del 1964. Alla metà di giugno di quest'anno la Toho effettuerà una trasmissione dimostrativa con proiettore « Talaria » per i funzionari del governo giapponese alla quale faranno seguito in luglio altre proiezioni a Tokyo e a Osaka per circa 2.000 dirigenti.

Attualmente la Toho cerca di ottenere stanziamenti governativi per un sistema di microonde con larghezza di banda di 7,5 megacicli, il che consentirebbe la messa in codice e susseguente decifrazione su bande larghe, migliorando pertanto la definizione dell'immagine televisiva a colori.

Il Talaria, che prende il nome dalle ali di Mercurio, è conosciuto tecnicamente come un proiettore a fotovalvola simile al proiettore cinematografico nella misura in cui si avvale di una sorgente luminosa molto potente e di un sistema di lenti per dirigere il fascio di luce attraverso una pellicola sullo schermo, ma che, invece di una pellicola cinematografica, usa un sottile strato di uno speciale fluido trasparente e viscoso. Durante la trasmissione un raggio di elettroni deforma questo strato a seconda dell'immagine ricevuta, facendo deflettere la luce in modo tale da riprodurre la scena originale. Una lampada allo xeno molto potente consente la proiezione di un'immagine su uno schermo grande con illuminazione molto uniforme. Col Talaria si può ottenere una gamma di colori più vasta rispetto alle migliori pellicole cinematografiche, in quanto i colori sono il risultato di filtri ottici e non di sostanze coloranti.

INTERRUTTORE ELETTRONICO PER INGRANDITORE FOTOGRAFICO

Si descrivono alcuni circuiti con i quali si è realizzato un interruttore « elettronico » per la lampada di un ingranditore fotografico; con questo interruttore, il tempo di esposizione può essere regolato e fissato a seconda della natura del negativo da stampare.

L'esperienza ha insegnato che in questi circuiti si devono impiegare **tubi a catodo freddo** (tubi trigger). Questi tubi, a causa della mancanza di un filamento da riscaldare, hanno una sicurezza di funzionamento molto elevata; inoltre, la prontezza di innesco li fa preferire ai tubi a vuoto, ai thyratron, e persino, ai semiconduttori.

In fig. 1 riportiamo lo schema a blocchi di un tipico interruttore elettronico; si nota una sezione alimentatrice (N), una sezione per la valutazione del tempo di esposizione (Z), la sezione-interruttore vera e propria (S), ed infine, la sezione relais (R).

La suddivisione delle varie funzioni che il nostro interruttore elettronico deve compiere è molto utile ai fini del dimensionamento dei circuiti e dei rispettivi componenti.

La sezione-interruttore

Consideriamo innanzitutto la fig. 2 a; abbiamo un semplice circuito interruttore che impiega un normale tubo a gas. In fig. 2 b, abbiamo un circuito-interruttore dove è usato un tubo a catodo freddo (tubo trigger); quest'ultimo circuito consente una maggiore precisione nella valutazione del tempo.

Entrambi questi circuiti, si chiudono quando ai capi delle armature del con-

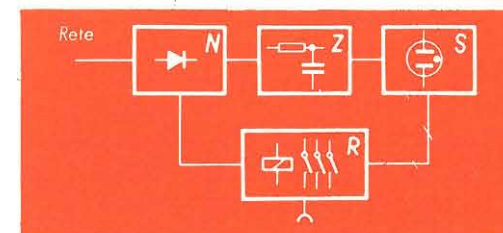



Fig. 1 - Schema a blocchi dell'interruttore elettronico.

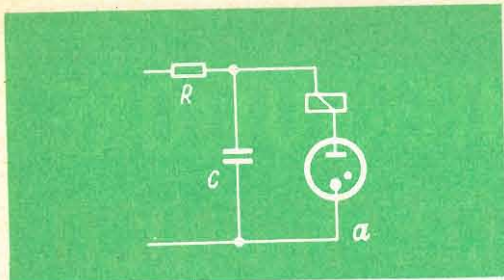



Fig. 2a - Schema di principio della sezione-interruttore con tubo a gas.

Fig. 2b - Schema di principio della sezione-interruttore con tubo a catodo freddo.

densatore C viene raggiunto un determinato valore di tensione. In fig. 2a, la " tensione di carica " del condensatore viene applicata all'anodo del tubo a gas; ovviamente, questa tensione deve avere un valore abbastanza elevato perché si verifichi l'innesco del tubo.

In fig. 2b, la " tensione di carica " del condensatore viene applicata allo " starter " del tubo trigger; il suo valore ovviamente, è inferiore a quello di fig. 2a, in quanto, per l'innesco del tubo basta che allo starter sia applicato un valore di tensione non molto elevato.

In entrambi i casi, la tensione necessaria all'innesco del tubo dipende: a) dalle caratteristiche del tubo, b) dal tipo di gas di riempimento, c) dalla **preionizzazione** presente nel tubo stesso, d) dalle caratteristiche particolari della superficie del catodo del tubo.

In generale, possiamo dire che, per il buon funzionamento del tubo a catodo freddo, è necessario che il tempo durante il quale il tubo rimane innescato sia il più breve possibile. La preionizzazione presente all'interno dell'ampolla del tubo dipende innanzitutto dalle condizioni di luce dell'ambiente oltre che dallo " stato elettrico " dello spazio dove avviene la scarica. Il grado di preionizzazione può essere, comunque, controllato dall'esterno del tubo mediante una debole ma costante illuminazione disposta all'interno dell'apparecchiatura.

Il circuito temporizzatore

Il tempo durante il quale deve rimanere accesa la lampada dell'ingranditore della camera oscura viene determinato, come abbiamo visto nello schema a blocchi, dalla sezione Z. Il tempo di illuminazione della carta sensibile viene fissato dal tempo di carica di un condensatore attraverso una resistenza in serie. I valori che determinano la durata del tempo di carica del condensatore sono innanzitutto **a)** la tensione di innesco richiesta dal tubo a gas; **b)** la tensione di alimentazione U_o; **c)** il valore della resistenza e del condensatore (fig. 3).

Il valore della capacità del condensatore non ha, però, una grande influenza sulla determinazione della durata del tempo di illuminazione della carta sensibile; l'elemento più importante per la valutazione del tempo di illuminazione è invece la resistenza variabile che, in pratica, è formata da un potenziometro a strato, di alta qualità, oppure, da una serie di resistenze fisse commutabili.

In alcuni circuiti più complessi, il potenziometro viene sostituito da un fotoelemento la cui resistenza può essere variata dalle condizioni di illuminazione della carta sensibile dove deve essere stampata la fotografia.

L'andamento della tensione ai capi del

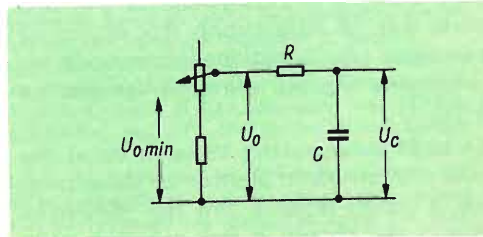



Fig. 3 - Circuito temporizzatore vero e proprio con indicazione dei simboli delle tensioni.

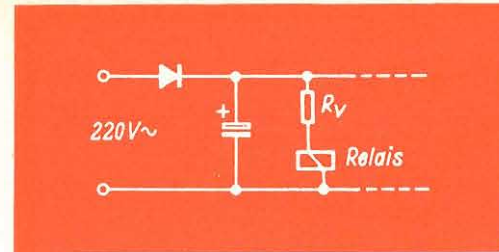



Fig. 4 - Circuito di alimentazione dell'interruttore elettronico.

Fig. 5 - Circuito alimentatore con tubo stabilizzatore.

condensatore è quello regolato dalla nota legge espressa dalla relazione:

$$U_c = U_o (1 - e^{-t/RC})$$

dove U_c è la tensione presente sul condensatore C dopo un certo tempo T.

U_o è la tensione di alimentazione ed R la resistenza di carico.

La sezione relais

Il relais R rappresenta l'elemento intermedio tra il circuito temporizzatore vero e proprio e la lampada dell'ingranditore. Oltre ad accendere e spegnere la lampada dell'ingranditore fotografico, il relais ha il compito di riportare il circuito elettronico di nuovo in posizione di innesco; per questo scopo, come risulta dagli schemi, il relais deve possedere almeno due contatti: e precisamente, un contatto di riposo e un contatto di lavoro. In alcuni tipi di relais, questi due contatti sono riuniti in un unico contatto mobile.

Sezione alimentatrice

L'alimentazione del circuito si può effettuare nella forma più semplice come indicato nella fig. 4, dove abbiamo semplicemente un diodo raddrizzatore di una semionda ed un condensatore di carico. Per ottenere una maggiore precisione è consigliabile però ricorrere al circuito di fig. 5 dove la tensione raddrizzata viene " stabilizzata " mediante un tubo stabilizzatore.

Nella fig. 6 è riportato un circuito raddrizzatore - duplicatore — per la tensione di 110 V — commutabile nel caso si abbia a disposizione una tensione a 220 V.

Realizzazione pratica

In fig. 7 è riportato lo schema elettrico di un interruttore elettronico molto semplice. Quando le lamine del relais (rel A) si trovano nella posizione indicata nel circuito di fig. 7, nel relais non scorre nessuna corrente. Abbassando il tasto T, l'avvolgimento W1 del relais sarà percorso da un certo valore di corrente. Il nucleo del relais attirerà il contatto a1, e la lampada dell'ingranditore si accenderà. Contemporaneamente, però, si sarà aperto il contatto a2 che cortocircuitava il condensatore C3; quest'ultimo comincerà allora a caricarsi attraverso la resistenza regolabile R4 fino a produrre l'innesco del tubo a gas 85 A2; la corrente d'innesco del tubo ecciterà il relais (W2) riaprendo il contatto a1, e la lampada si spegnerà.

La tensione sul condensatore C3 verrà, quindi, di nuovo cortocircuitata dal contatto a2 del relais chiudendo in questo modo il ciclo di funzionamento dell'interruttore-elettronico.

In questo semplice circuito, il tempo di accensione della lampada dell'ingranditore può essere influenzato dalle fluttuazioni della tensione di rete. D'altra parte, però, anche la lampada dell'ingran-

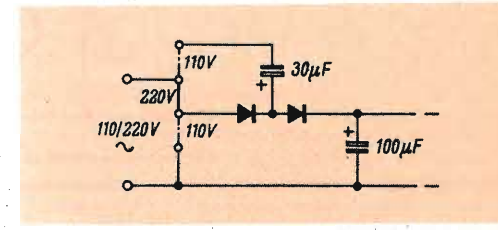



Fig. 6 - Circuito alimentatore-duplicatore.

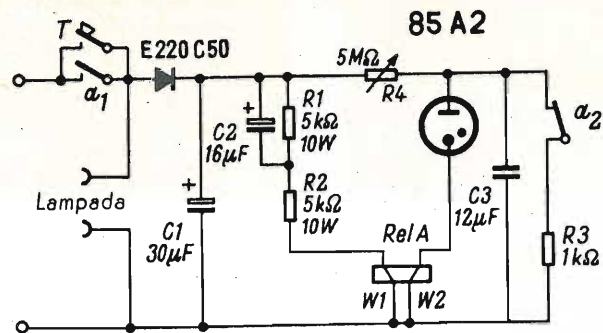



Fig. 7 - Circuito elettrico di un interruttore elettronico molto semplice.

ditore è soggetta contemporaneamente alle stesse fluttuazioni di rete per cui, la variazione di luminosità compenserà la corrispondente variazione della costante di tempo RC prodotta dalle fluttuazioni della tensione di rete.

Questo inconveniente viene eliminato del tutto nel circuito di fig. 8, dove la tensione di carica del condensatore viene stabilizzata dal tubo a gas 150 C2. La corrente circolante in questo tubo stabilizzatore attraversa inoltre l'avvolgimento W1 del relais A.

Le tensioni nominali di funzionamento dei due tubi a gas stanno tra di loro come 2 : 1, e cioè come 150 : 75 V. Il contatto di lavoro a1 e il contatto di riposo a2 vengono stabiliti da un'unica lamina.

Il circuito riportato in fig. 9 è più completo rispetto ai precedenti; qui, il tempo di esposizione viene regolato dalla luce riflessa, proveniente dalla carta sensibile, e focalizzata, mediante un sistema ottico, sulla zona sensibile di una fotoresistenza.

Siccome la resistenza del fotoelemento ha un valore molto elevato, il valore della capacità in serie dovrà essere corrispondentemente molto basso in modo che la costante di tempo RC, che determina il tempo di durata d'illuminazione, rimanga

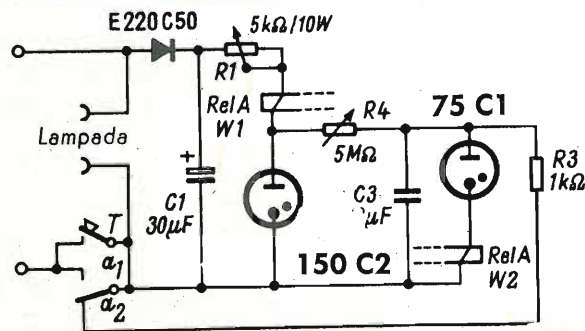



Fig. 8 - Circuito elettrico di un interruttore elettronico dove la tensione che alimenta la costante RC è stabilizzata.

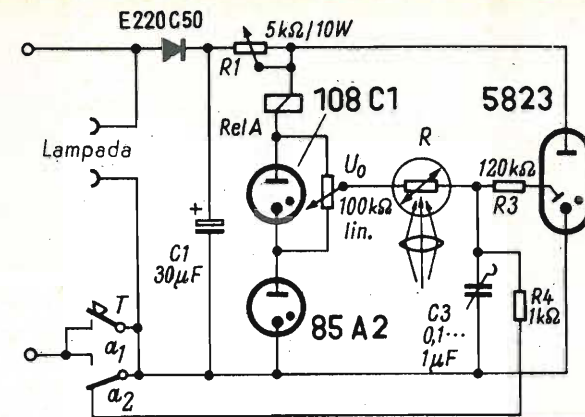



Fig. 9 - Circuito elettrico di un interruttore elettronico dove il tempo di esposizione viene regolato automaticamente mediante una fotoresistenza.

al valore stabilito; di conseguenza, la tensione di carica del condensatore sarà molto bassa e non sarà in grado di effettuare **direttamente** l'innesco del tubo a gas. È questo il motivo per cui, in questo circuito, al posto del solito tubo a gas, viene impiegato un tubo trigger. La tensione presente ai capi del condensatore, abbiamo visto è molto bassa, ma sarà tuttavia sufficiente, se collegata allo starter del tubo trigger, a produrre l'innesco del tubo, e a permettere quindi il normale funzionamento del circuito.

Il passaggio della corrente attraverso il tubo trigger **5823** porta automaticamente al disinnesco dei tubi a gas 85 A2 e 108 C1; di conseguenza, anche il relais in serie a questi due tubi si diseccita. Il potenziometro da 100 kΩ collegato alla fotoresistenza serve per regolare il tempo di illuminazione in base alla sensibilità della carta su cui deve essere stampata la fotografia. La fotoresistenza R deve essere inserita dentro un tubo di alluminio annerito munito di un sistema ottico con focale f = 10 mm disposto al lato dell'ingranditore in modo da "guardare" la carta sensibile.

A. Marucci

Un viaggio dalla Terra alla Luna, secondo lo scienziato sovietico Nikolaj Varvarov, potrebbe avvenire con le seguenti modalità: partenza dell'astronave da una stazione spaziale in orbita terrestre; inserimento del veicolo su un'orbita lunare; distacco da esso di un traghetto per la discesa sulla superficie dell'astro; ritorno del traghetto sull'orbita e rendez-vous con l'astronave-madre, viaggio di trasferimento dall'orbita lunare all'orbita terrestre; ancoraggio dell'astronave alla stazione spaziale, trasporto degli astronauti sulla Terra per mezzo di un tassì spaziale.

Uno strumento che amplifica la luce delle stelle di ben 100.000 volte è attualmente in uso presso il Kitt Peak National Observatory di Tucson, in Arizona. Il « cuore » del dispositivo è formato da una serie di membrane sottilissime di ossido di alluminio, ed è sistemato in modo che, quando un fotone colpisce la prima delle membrane, emette elettroni, lanciandone diversi per ogni particella di luce che lo colpisce. Questi elettroni, a loro volta, colpiscono le successive membrane ed il procedimento si ripete. In tal modo, la reazione a catena provoca il « rilascio » di migliaia di elettroni per ogni fotone penetrato nell'apparecchio.

capacità e induttanza

Collegamento dei condensatori

Se due o più condensatori (C_1 e C_2) vengono collegati in parallelo, la capacità complessiva (C_{tot}) è data dalla somma delle capacità dei singoli condensatori (fig. 7a):

$$C_{tot} = C_1 + C_2$$

Viceversa, due o più condensatori collegati in serie (fig. 7b) danno una capacità complessiva che è sempre minore del valore della capacità di un singolo condensatore. Il valore della capacità risultante si valuta in base a questa formula:

$$C_{tot} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Esempio: In un circuito oscillante abbiamo un condensatore fisso del valore di 470 pF in serie al quale è collegato un condensatore variabile. Quale valore assume la capacità complessiva di questi due condensatori quando il condensatore variabile è regolato per un valore di capacità di 352 pF?

$$C_{tot} = \frac{352 \cdot 470}{352 + 470} = \frac{352 \cdot 470}{822} = 201 \text{ pF}$$

Il valore di questa capacità si poteva calcolare servendosi della tavola riportata nel n° 11 di questa Rivista a pag. 1246.

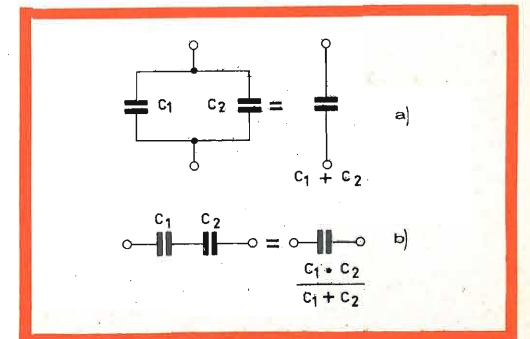



Fig. 7 - a) Collegamento in parallelo di due condensatori; b) Collegamento in serie.

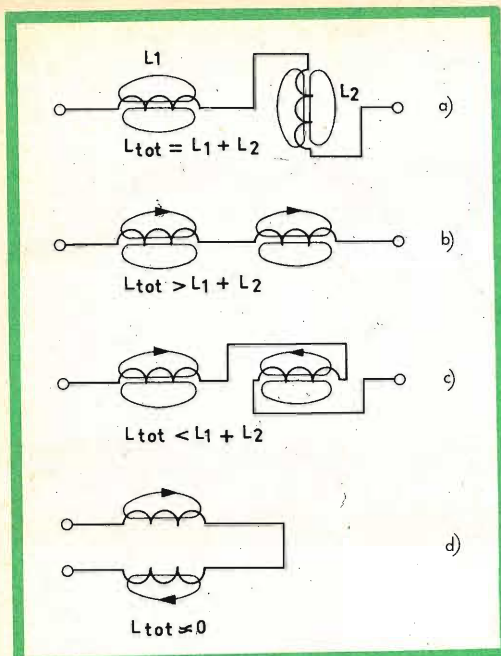



Fig. 8 - Influenza del senso dell'avvolgimento e della posizione di due bobine (L_1 e L_2) sul valore dell'induttanza complessiva (L_{tot}).

Collegamento di bobine

Se due bobine vengono collegate in serie, come indicato in fig. 8a, in modo tale però che i loro campi magnetici non si influiscano a vicenda le loro induttanze si sommano:

$$L_{tot} = L_1 + L_2$$

Se i campi magnetici di queste due bobine (L_1 e L_2) vengono invece a trovarsi nella stessa direzione e se gli avvolgimenti sono disposti nello stesso senso (fig. 8b), l'induttanza complessiva risultante diventa maggiore della somma delle singole induttanze.

$$L_{tot} > L_1 + L_2$$

Se, rimanendo le bobine nella stessa posizione di prima si inverte in una bobina la polarità della corrente, succede che i rispettivi campi magnetici in parte si elidono e l'induttanza complessiva di queste due bobine diventa più piccola della somma delle singole induttanze prese separatamente (fig. 8c).

$$L_{tot} < L_1 + L_2$$

Se, infine, gli avvolgimenti delle due bobine vengono avvolti l'uno accanto all'altro su di uno stesso supporto, e se si fa in modo che la corrente circolante in una bobina abbia senso contrario a quella circolante nell'altra, l'induttanza complessiva delle due bobine si annulla ($L_{tot} \approx 0$).

Il sistema di disporre sullo stesso supporto gli avvolgimenti di due bobine paralleli l'uno all'altro e ravvicinati viene chiamato " avvolgimento bifilare ".

Le due bobine L_1 e L_2 vengono collegate in parallelo, e se si fa in modo che i loro campi magnetici non si influenzino a vicenda risulta che l'induttanza complessiva è data dalla formula:

$$L_{tot} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

In generale, possiamo dire che, quando i campi magnetici, per la speciale disposizione geometrica delle bobine, si sommano, anche l'induttanza complessiva risultante (L_{tot}) aumenta; se invece, sempre per la disposizione geometrica delle bobine, i campi si annullano in parte, il valore dell'induttanza complessiva (L_{tot}), diminuisce.

Il calcolo esatto del valore complessivo dell'induttanza di due o più bobine i cui campi magnetici si influiscono a vicenda è molto laborioso. In pratica, il calcolo viene facilitato mediante misura diretta su speciali ponti di misura.

Valore della resistenza capacitiva

Quanto più è grande la capacità **C** di un condensatore e quanto più elevata è la frequenza **f** della tensione alternata ad esso applicata tanto più grande sarà la corrente che circola in esso (oppure tanto più piccola sarà la resistenza capacitiva (X_C) offerta dal condensatore).

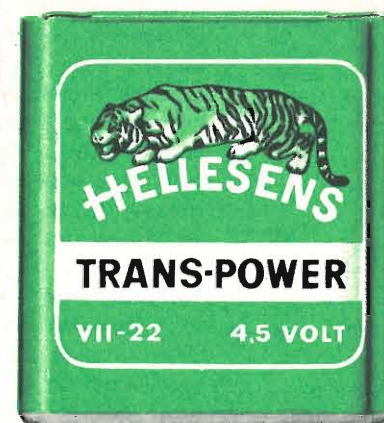
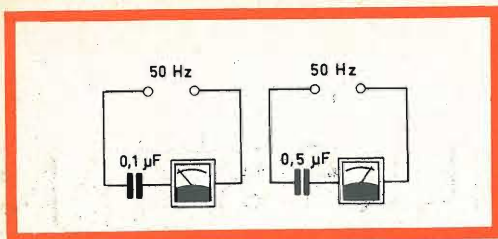



Fig. 9 - L'intensità della corrente alternata che scorre in un circuito dove è inserito un condensatore dipende dal valore della capacità del condensatore. Se la capacità è grande anche la corrente sarà grande; se la capacità è piccola anche la corrente avrà un basso valore.

Resistenza capacitiva

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot \text{frequenza} \cdot \text{capacità}}$$

L'espressione " $2\pi \cdot$ frequenza " si può considerare la frequenza del circuito, e viene indicata in modo abbreviato con la lettera greca ω (omega):

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (\Omega,\ \text{Hz},\ \text{F})$$

oppure

$$X_C = \frac{159.000}{f \cdot C} \quad (\text{k}\Omega,\ \text{kHz},\ \text{pF})$$

Esempio: Qual'è il valore della resistenza capacitiva (X_C) offerta dal condensatore di 5 nF alla frequenza di 800 Hz? Si ricordi che 5 nF = 5.000 pF, 800 Hz = = 0,8 kHz.

$$X_C = \frac{159.000}{0{,}8 \cdot 5.000} = 39{,}7\ \text{k}\Omega$$

Il valore della resistenza capacitiva (X_C) si può anche ricavare dalla tavola III; in questo caso si congiunge con una retta il valore corrispondente della frequenza sulla scala **f** con quello della capacità sulla scala C. Questa retta taglierà la scala X_C in un punto corrispondente al valore della resistenza capacitiva desiderata (le scale s e f_s per il momento non interessano).

Sfasamento tra corrente e tensione in un condensatore.

Si chiuda un circuito elettrico nel quale è inserito un condensatore; si potrà constatare come attraverso il condensatore passerà **inizialmente** un forte impulso di corrente. La massima tensione ai capi del condensatore si avrà solo quando questo sarà completamente carico: in queste condizioni la corrente cesserà di circolare. La stessa cosa succederà se questo condensatore, anziché trovarsi in un circuito alimentato da una corrente continua, viene a trovarsi in un circuito alimentato con una corrente alternata (fig. 9). In questo caso, quando la corrente alternata si annulla e inverte la direzione, sul condensatore si riscontrerà il massimo valore della tensione (fig. 10). Si suol dire, in questo caso, che la tensione è **in ritardo** sulla corrente di un quarto di periodo, cioè di 90°, oppure, il che è la stessa cosa, che la corrente è in anticipo rispetto alla tensione di 90°. Pertanto, corrente e tensione a motivo della presenza del condensatore verranno spostate o sfasate tra loro di 90°.

Quando tensione ed intensità di una corrente alternata sono in fase fra loro, la potenza nel circuito è

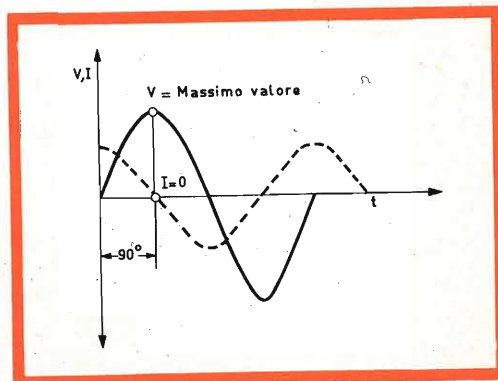



Fig. 10 - Andamento della corrente e della tensione in un circuito percorso da corrente alternata e dove è stato inserito un condensatore.

X_C — s — f (f_g) — f_s (Hz) — C

$$X_C = \frac{1}{6{,}28 \cdot f \cdot C} \qquad f_g = \frac{1}{6{,}28 \cdot X_C \cdot C} \qquad s = 6{,}28 \cdot f_s \cdot X_C \cdot C$$

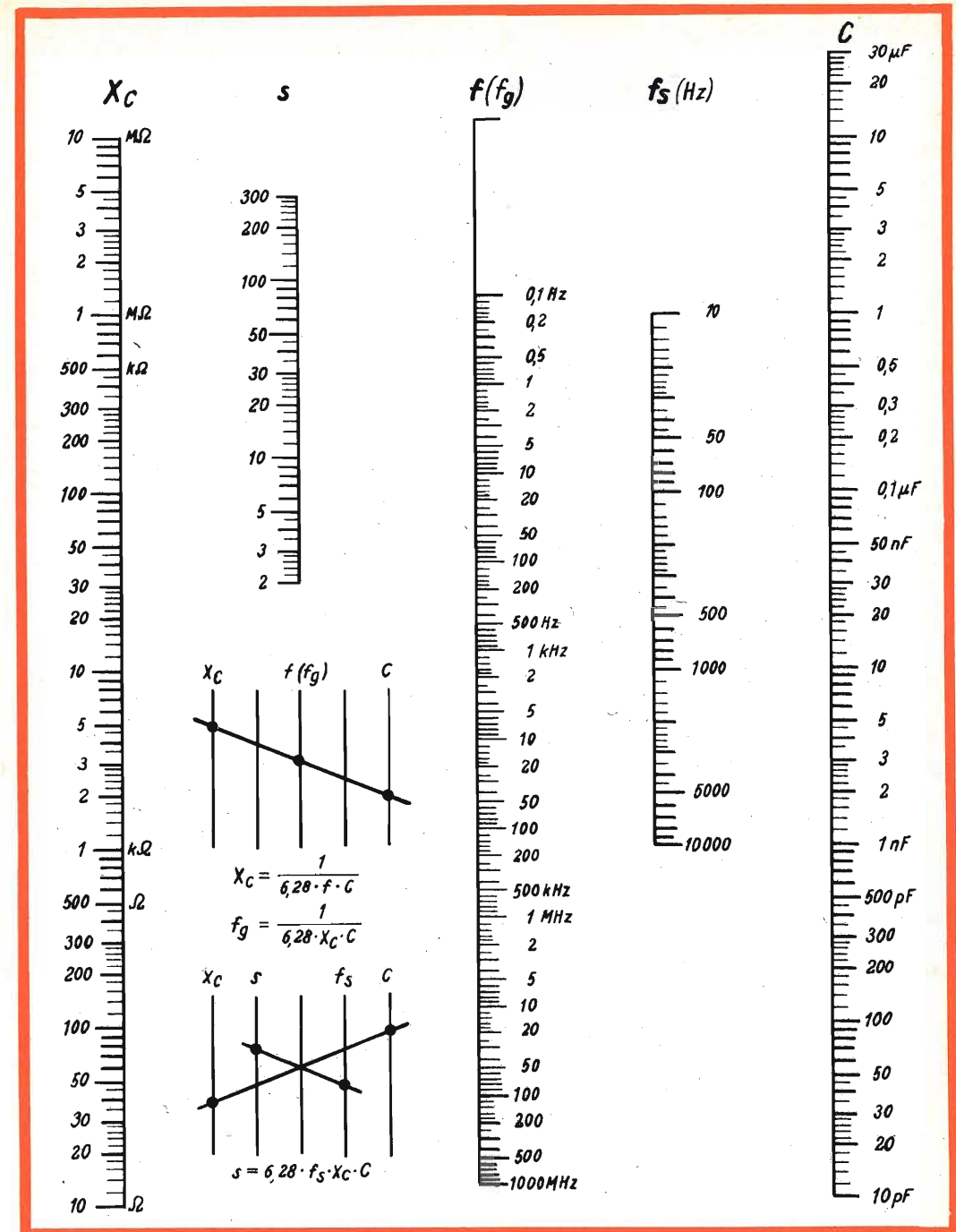



Tavola III - Per calcolare il valore della resistenza capacitiva (X_c) si congiunge con una retta il punto corrispondente al valore della frequenza sulla scala f con il punto corrispondente al valore della capacità sulla scala C; il punto in cui il prolungamento di questa retta taglia la scala X_c corrisponderà al valore della resistenza capacitiva (o reattanza) X_c cercato.

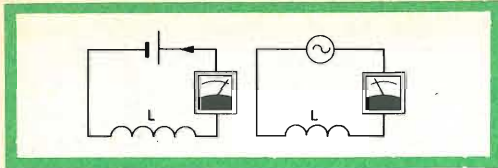



Fig. 11 - La « resistenza » offerta da una bobina varia a seconda se nel circuito passa una corrente continua o una corrente alternata.

definibile con la stessa relazione usata per la corrente continua (ossia W = E x I).

Se invece l'intensità è sfasata rispetto alla tensione di un angolo φ, la potenza è data dalla espressione:

$$W = E \cdot I \cos\varphi$$

Essa risulta cioè dal prodotto che avrebbe se vi fosse coincidenza di fase per cosφ. Per questa ragione cosφ è detto **fattore di potenza.** Se E ed I sono in fase, cosφ è uguale all'unità. Se I è in ritardo o in anticipo di 90° rispetto a E, cosφ è nullo e la potenza è nulla.

La resistenza offerta dal condensatore al passaggio della corrente alternata viene chiamata **resistenza capacitiva** o **reattanza** per distinguerla dalla **resistenza ohmmica** offerta dai conduttori nei quali si ha sempre una dissipazione di potenza.

Resistenza induttiva

Quando una corrente alternata scorre nelle spire di una bobina, succede che

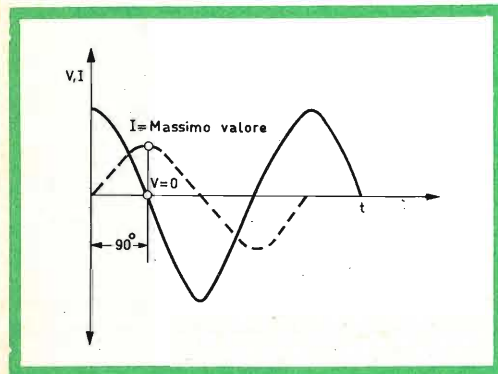



Fig. 12 - Andamento della corrente e della tensione in un circuito percorso da corrente alternata e dove è stata inserita una bobina.

ad ogni cambiamento di direzione della corrente anche il campo magnetico da questa prodotto, cambia di direzione, si annulla e si forma di nuovo in senso contrario.

L'energia necessaria per far ciò aumenta in ogni secondo via via che il cambiamento di polarità diventa più veloce, vale a dire, via via che la frequenza (f) aumenta. L'induttanza (L) della bobina oppone quindi alla corrente alternata una certa resistenza induttiva X_L. In genere, possiamo dire che una bobina offre una maggiore resistenza ad una corrente alternata che ad una corrente continua e che tale resistenza aumenta all'aumentare della frequenza (fig. 11).

Resistenza induttiva = 2 π · frequenza · induttanza

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \quad (\Omega, \text{Hz}, \text{H})$$

oppure:

$$X_L = 6{,}28 \cdot f \cdot L \quad (\Omega, \text{kHz}, \text{mH})$$

Esempio: Una bobina di arresto di radio frequenza offre alla corrente continua una resistenza (resistenza ohmmica) del valore di 1,8 Ω e possiede un'induttanza del valore di 2 mH. Che valore avrà la resistenza induttiva (X_L) alla frequenza di 2 MHz (2 MHz = 2000 kHz)

$$X_L = 6{,}28 \cdot 2000 \cdot 2 = 25.120 \quad \Omega$$

Se ne deduce, pertanto, che la resistenza induttiva (X_L) a questa frequenza è circa 14.000 volte superiore alla resistenza offerta alla corrente continua.

Il valore dell'induttanza dipende, oltre che dal numero delle spire dell'avvolgimento anche dalla natura e dalle dimensioni del materiale che forma il nucleo. Come in un condensatore il materiale di cui è formato il dielettrico influisce sul valore della capacità del condensatore, così il materiale di cui è formato il nucleo ferromagnetico influisce sul valore dell'induttanza della bobina.

Sfasamento tra corrente e tensione in una bobina

Al momento della chiusura del circuito in cui è inserita una bobina, la tensione si trova tutta ai terminali e la corrente comincia a scorrere lentamente. Il massimo valore di corrente si ha quando il campo magnetico intorno alla bobina ha raggiunto il suo massimo valore.

Se questa stessa bobina viene inserita in un circuito percorso da una corrente alternata succede che il valore **più elevato** di corrente non corrisponde **al massimo valore** di tensione ma si raggiunge un po' più in ritardo (fig. 12).

Contrariamente a quanto si verifica in un condensatore, si ha, pertanto, che la tensione è in anticipo rispetto alla corrente oppure, il che è la stessa cosa, la corrente è in ritardo rispetto alla tensione. Lo spostamento di fase è di 90° La resistenza induttiva è pertanto una **reattanza.** Oltre alla reattanza, ogni bobina offre inoltre alla corrente elettrica una resistenza ohmmica vera e propria. Essa è semplicemente la pura resistenza dell'avvolgimento al passaggio della corrente continua e costituisce il fattore di " perdita " della bobina stessa.

Reattanza, resistenza e impedenza

La resistenza induttiva (reattanza) ωL e la resistenza ohmmica **r** non si sommano algebricamente; la loro somma dipende dallo spostamento di fase che esiste tra di loro. In particolare, la resistenza complessiva (Z_{tot}) non è altro che l'ipotenusa di un triangolo rettangolo i cui cateti sono formati rispettivamente dalla reattanza (X_L) e dalla resistenza ohmmica (r). Il valore assoluto della resistenza complessiva (cioè, lunghezza dell'ipotenusa) si ricava facilmente applicando il teorema di Pitagora:

$$Z_{tot} = \sqrt{(\omega L)^2 + r^2}$$

Conoscendo la resistenza complessiva (Z_{tot}), l'intensità della corrente si calcola applicando semplicemente la legge di Ohm. Questa resistenza complessiva (Z_{tot}) viene

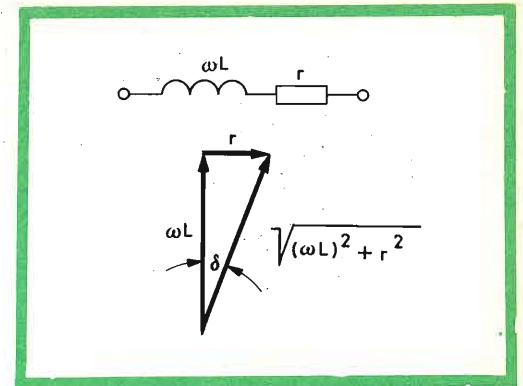



Fig. 13 - Come si devono sommare la resistenza (r) e la reattanza (ωL) di una bobina percorsa da corrente alternata.

chiamata **impedenza.** In una bobina, quanto maggiore è la resistenza ohmmica (r) tanto maggiore sarà l'angolo di perdita δ (delta) (fig. 13). L'angolo di perdita δ diventa, pertanto, una misura per stabilire l'entità della resistenza ohmmica indesiderata offerta da una bobina. Rifacendoci ad una nota definizione di trigonometria, la tangente dell'angolo δ si ottiene semplicemente dal rapporto r/ωL, e cioè:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{r}{\omega L}$$

L'impedenza di una bobina si può misurare soltanto con una tensione alternata e va riferita sempre alla frequenza alla quale è avvenuta la misura.

Fattore di perdita di un condensatore

Anche i condensatori oltre alla resistenza capacitiva (Reattanza) 1/ωC, offrono alla corrente alternata una resistenza ohmmica r. L'entità di questa resistenza r rappresenta la misura delle perdite che in un condensatore si hanno al passaggio della corrente alternata; in altre parole, essa ci dà un'idea sulla bontà di un condensatore. La reattanza (1/ωC) e la resistenza (r) di un condensatore si sommano in quadratura come la reattanza induttiva e la resistenza di una bobina, e cioè:

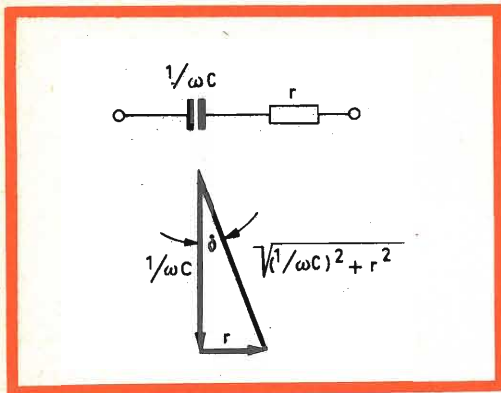



Fig. 14 - Come si devono sommare la resistenza (r) e la reattanza capacitiva ($1/\omega C$) di un condensatore percorso da corrente alternata.

$$Z_{tot} = \sqrt{(1/\omega C)^2 + r^2}$$

Graficamente, la resistenza capacitiva o reattanza viene a trovarsi in direzione opposta alla resistenza induttiva di fig. 13, in quanto, in questo caso, la corrente è in anticipo di 90° rispetto alla tensione (nella bobina, invece, si trovava in ritardo di 90° rispetto alla tensione) per cui, in definitiva, la corrente circolante in una bobina e quella circolante in un condensatore si trovano complessivamente spostate di 180° (fig. 14).

Anche nel caso del condensatore, l'angolo δ indica l'angolo di perdita e serve a dare un'idea sulle perdite di un condensatore.

$$\mathrm{tg}\,\delta = \frac{r}{1/\omega C} = r\omega C \quad (\Omega,\ \mathrm{Hz},\ \mathrm{F})$$

Esempio: Per i normali condensatori a carta il massimo valore del fattore di perdita è circa tg δ = 0,015. Quale valore assume la resistenza di perdita (r) in un condensatore di 10 nF alla frequenza di 800 Hz?

$$\mathrm{tg}\,\delta = r\omega C \qquad r = \frac{\mathrm{tg}\,\delta}{\omega C}$$

$$r = \frac{0{,}015 \cdot 10^9}{2\pi\, 800 \cdot 10} = 300\ \Omega$$

La resistenza di perdita r compare soltanto quando nel condensatore circola corrente alternata; essa non deve essere assolutamente scambiata con la resistenza di isolamento del condensatore il cui valore si ottiene applicando ai terminali del condensatore una tensione continua.

L. C.

Un casco speciale per la registrazione delle onde emesse dal cervello di un astronauta è stato recentemente collaudato da un automobilista nell'intenso traffico di Los Angeles. L'impiego di questo casco fa parte di un programma di studi sul cervello effettuati dall'Istituto di ricerche dell'Università di California (U.C.L.A.).

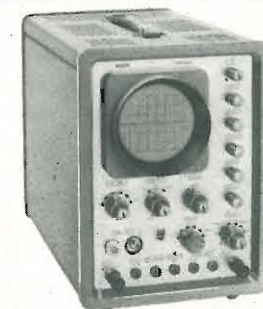
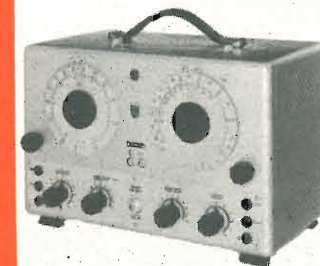
Gli scienziati della N.A.S.A. hanno in progetto di raccogliere una certa quantità di pulviscolo lunare nello spazio a circa una ottantina di chilometri dalla Terra e di sottoporlo ad attento esame.
La N.A.S.A. lancerà il prossimo anno un razzo munito di uno speciale cono terminale progettato in modo che ad un certo punto del volo nello spazio esso si apra e raccolga del pulviscolo; il cono terminale verrà poi paracadutato a terra. Gli scienziati ritengono che il pulviscolo sollevato dai meteoriti che colpiscono la Luna sia attratto dalla gravità terrestre e possa essere raccolto nello spazio vicino alla Terra; il razzo verrà lanciato poco dopo che sarà stata segnalata la caduta di un meteorite sulla Luna.
Un campione di tale pulviscolo potrebbe dare agli scienziati una migliore idea della composizione della superficie lunare.

MOLTI USI DEL GRID-DIP

Fig. 1 - L'uso del grid-dip è molto semplice, basta inserire la bobina della banda che interessa, ricercare l'accordo che viene indicato dal « dip » dell'indice dello strumento inserito nel circuito di griglia (grid) dell'oscillatore; di qui la denominazione di « grid-dip ».

Le possibilità d'impiego del grid-dip EICO MOD. 710 sono così numerose e così utili che noi abbiamo creduto opportuno riassumerle in questo articolo destinato principalmente al tecnico chiamato a riparare il televisore in casa del cliente o ad installare un'antenna; ciò non toglie che anche in un laboratorio radio-TV l'impiego del grid-dip possa fornire quelle informazioni immediate tanto utili per la diagnosi e per la riparazione di un determinato guasto. Si tratta di incominciare, e di acquistare una certa dimestichezza con questo strumento, il più modesto del laboratorio; ma anche il più versatile e il più pratico. Si pensi al considerevole effetto psicologico che si può fare in casa del cliente quando, senza neanche toccare il suo televisore possiamo dirgli: il guasto è nel selettore oppure nell'amplificatore di media frequenza, ecc...! E allora, con un tecnico così preparato non si potrà certamente discutere sull'inevitabile conto finale!!!

Controllo dei circuiti oscillanti

Questo strumento impiegato come oscillatore serve, com'è noto, a stabilire il valore della frequenza di risonanza di un circuito oscillante; non solo, dopo una certa pratica, il tecnico potrà subito riconoscere se un dato circuito oscillante ha un fattore di merito (Q) buono o scadente. Come oscillatore, il grid-dip può pertanto essere impiegato per dare una **pretaratura** ai trasformatori di media frequenza e alle trappole suono e video di un amplificatore di media frequenza di un televisore.

Di solito, questi trasformatori sono ben schermati. Il **necessario** accoppiamento magnetico tra la bobina del grid-dip e gli avvolgimenti di questi trasformatori può essere fatto in questi casi mediante un " link "; come tutti sanno, il link è un conduttore speciale a bassa impedenza usato per accoppiare due circuiti oscillanti che si trovano ad una certa distanza; nel nostro caso, i circuiti sono da una parte **la bobina** dello strumento, dall'altra **l'avvolgimento** del trasformatore di m. f. (figura 2). Questi link possono avere due lunghezze, e precisamente 10 o 25 cm. Come conduttore serve molto opportunamente una piattina con conduttori molto vicini.

Tagliata la piattina in una delle misure sopradette, si fanno alle sue estremità le necessarie spire di accoppiamento. Da un lato della piattina, la spira avrà un diametro di circa 20-30 mm, tale da poter essere inserita nella bobina oscillatrice del grid-dip; dall'altra, si fanno alcune spire con diametro di 4,5 mm; queste spire devono essere orientate in modo che il piano passante per il loro diametro risulti ortogonale alla piattina nel senso della lunghezza.

È bene ricordare come questi link per accoppiamento, chiusi alle due estremità, si comportano come delle **linee di Lecher;** esse, quindi entrano in risonanza quando la loro lunghezza viene ad essere uguale a ½ λ della frequenza di lavoro: a questa frequenza il link entra in risonanza e assorbe energia dal grid-dip; ciò porterebbe ad una errata valutazione delle misure in corso. Per evitare ciò, è necessario che il link sia più corto possibile. Nel nostro caso (link lungo 25 cm), la risonanza viene a cadere tra i 500 e i 600 MHz, quindi molto lontano dalla gamma di frequenza normalmente usata negli amplificatori di media frequenza dei televisori (banda dei 25 MHz e banda dei 40 MHz).

Fatto ciò, si inserisce la spira " d'ingresso " del link entro la bobina del grid-dip e la spira di " uscita " nell'interno del supporto del trasformatore di media frequenza, come indicato in fig. 2; successivamente, con la sola rotazione della manopola

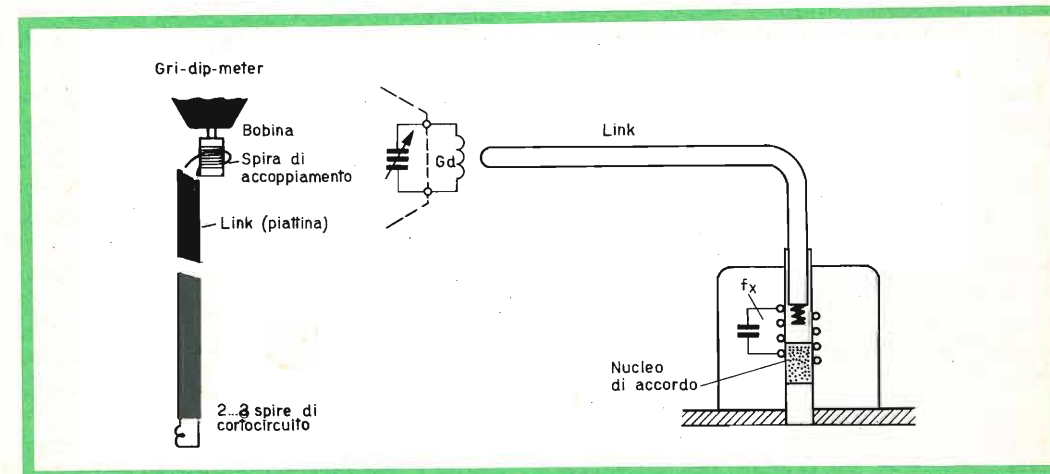



Fig. 2 - Accoppiamento del grid-dip ad un trasformatore schermato mediante un conduttore a bassa impedenza (link).

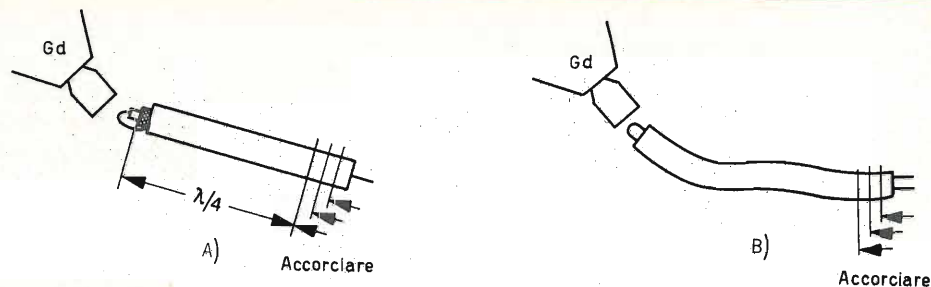



Fig. 3 - Dimensionamento di uno spezzone di cavo coassiale (a) o di piattina bifilare (b) risonanti in λ/4.

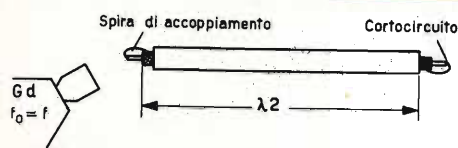



Fig. 4 - Dimensionamento di uno spezzone di cavo coassiale risonante in λ/2.

di sintonia del grid-dip si cerca il " dip " cui corrisponderà, sulla scala graduata, il valore delle frequenze di risonanza del trasformatore sotto misura.

La frequenza di risonanza di un circuito valutata con l'impiego del link non è molto precisa. Per avere una maggiore precisione, quando è possibile, è sempre meglio accoppiare **direttamente** la bobina oscillante del grid-dip con l'induttanza del circuito oscillante di cui si vuole controllare la frequenza di risonanza.

Per conoscere la frequenza di risonanza " propria " delle bobinette di arresto di radio frequenza (R. F. chokes) si dissalda un lato della bobina, indi ci si avvicina con la bobina grid-dip regolando l'accordo di quest'ultimo sino ad ottenere il " dip ". Si deve tener presente che **la frequenza di risonanza caratteristica rilevata in questo modo deve risultare sempre superiore a quella della più alta frequenza del segnale RF che si vuole bloccare.**

Quando si sarà acquistata una certa familiarità con questo tipo di misure si potranno anche eseguire interessanti misure sulle bobinette dei canali del selettore VHF del televisore. In particolare, noi abbiamo trovato che nella banda I e nella banda II si ottengono, in condizioni di risonanza, " dip " molto accentuati; queste misure inoltre possono essere effettuate sia a " caldo " che a " freddo ".

Dimensionamento di piattine e di cavi coassiali risonanti in λ/4 e λ/2

Il grid-dip può essere usato molto opportunamente per calcolare la lunghezza di piattine e di cavi coassiali che debbano risonare in λ/4 e λ/2. La lunghezza effettiva in λ/4 di un cavo coassiale o di una piattina che debbano risonare al centro (fm) della banda II (FM) (fm = = $\sqrt{10087}$ = 93 MHz) oppure, in TV, la lunghezza in λ/2 di un pezzo di cavo necessario per adattare l'impedenza di 75 Ω a quella di 300 Ω (balun) può essere valutata in questo modo:

Il cavo o la piattina devono innanzitutto avere una lunghezza **maggiore** * del valore λ/4 calcolato con la precedente formula la quale però ci dà solo la lunghezza d'onda (λ) corrispondente al centro della banda interessata.

Un'estremità del cavo o della piattina viene **cortocircuitata**; per la piattina, nulla di speciale; nel caso del cavo coassiale è necessario « spelare » per circa 3 cm il conduttore centrale e saldarlo, dopo avergli dato la forma di occhiello, sulla calza schermante. L'altra estremità del cavo o della piattina devono rimanere « aperti ».

Fatto ciò, si accoppia la bobina del grid-dip all'estremità cortocircuitata dell'uno o dell'altro di questi due conduttori dove, come è noto, è presente un ventre di corrente; si cerca con lo strumento l'accordo lentamente fino ad osservare un « dip » notevole. Realizzata questa condizione siamo sicuri che il tratto di piattina o di cavo è lungo esattamente λ/4 della frequenza di accordo. Questa frequenza, però, non è quella che a noi interessa, in quanto corrisponde ad un valore di lunghezza del cavo o della piattina che noi **di proposito** abbiamo maggiorato rispetto a quello dato dalla formula. Pertanto, operando successivi tagli come indicato in fig. 3a e 3b si potrà arrivare ad una lunghezza del conduttore o della piattina la cui risonanza in λ/4 corrisponderà alla frequenza desiderata.

Il conduttore che ora abbiamo tagliato esattamente in λ/4 è aperto ad una estremità. Elettricamente, rispetto all'ingresso che si trova in cortocircuito si comporta come un **circuito di assorbimento,** e pertanto sottrarrà alla bobina del grid-dip dell'energia direttamente proporzionale al suo fattore di merito, che nel nostro caso corrisponde al fattore di merito (Q) dello spezzone di cavo o di piattina. Sarà, pertanto, la maggiore o minore rapidità con cui l'indice dello strumento raggiunge il « dip » che ci dirà se il cavo ha un fattore di merito (Q) buono o mediocre o, in altre parole, se il cavo o la piattina sono a bassa o ad alta perdita. Questa misura può servire pertanto per valutare il fattore di merito (Q) e quindi la bontà di cavi o di piattine prodotti da vari fabbricanti. Basta, infatti, operare sui vari tipi di cavo o di piattina nello stesso modo, realizzando le stesse ed identiche condizioni di misura, e vedere alla fine se quando si procede all'accordo in λ/4 l'indice dello strumento ha un'escursione identica per tutti i cavi.

Come abbiamo accennato in precedenza, questo sistema di misura può estendersi anche alla valutazione della lunghezza d'onda λ/2 di un cavo o di una piattina. Per far ciò possiamo seguire due sistemi.

I Metodo

Abbiamo visto che per dimensionare un cavo o una piattina in λ/4 era necessario che una estremità di questi conduttori rimanesse aperta; se volessimo dimensionare questi stessi conduttori per risonare in λ/2 della stessa frequenza bisognerebbe che l'estremità lasciata aperta venisse cortocircuitata come l'altra (fig. 4); ovviamente il conduttore dovrebbe avere anche una lunghezza doppia. Un conduttore risonante in λ/2 cortocircuitato alle due estremità si può immaginare come formato da due conduttori risonanti in λ/4 con le due estremità aperte collegate insieme nel punto A (fig. 5a). In questo punto, i due conduttori, si comportano alla frequenza di accordo come due circuiti di assorbimento; elettricamente cioè è come se, in quel punto, venissero collegati due circuiti risonanti in parallelo. Questa condizione, come si può vedere dalla figura

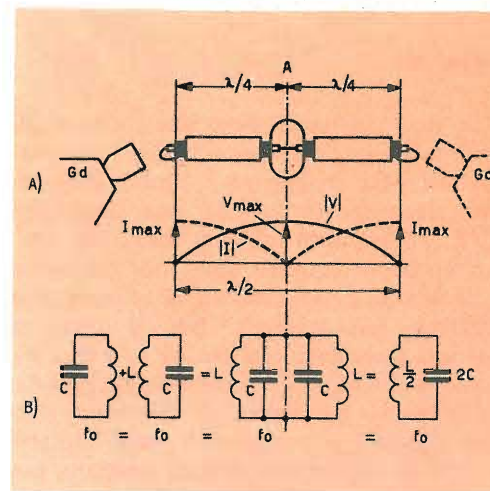



Fig. 5 - (a) Condizioni di risonanza di un cavo coassiale risonante in λ/2 cortocircuitato alle due estremità: (b) circuito equivalente.

* Questo, come si vedrà subito dopo, è un intelligente espediente per raggiungere la lunghezza voluta (λ/4) dopo pochi tentativi e senza sciupare del cavo.

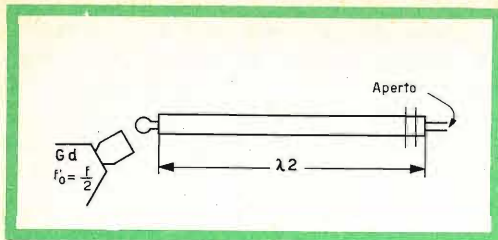



Fig. 6 - Metodo pratico di dimensionamento di un cavo coassiale in λ/2 (vedi testo).

5b, non altera la frequenza di risonanza, e pertanto, l'accordo del grid-dip rimane quello stabilito per la determinazione della lunghezza del conduttore in λ/4. Sempre in fig. 5a, sotto il conduttore, sono riportate rispettivamente l'andamento sia della corrente che della tensione lungo il cavo.

Questo sistema di valutazione della lunghezza di un cavo risonante in λ/2 non è molto pratica: infatti, prima di pervenire alla frequenza di risonanza desiderata, bisogna operare vari accorciamenti del cavo e relativa messa in cortocircuito. Sarebbe molto più semplice se la valutazione della lunghezza del cavo risonante in λ/2 potesse essere effettuata con una estremità aperta come avveniva nel caso di un cavo lungo λ/4.

Il Metodo

Se noi riflettiamo però che un cavo risonante in λ/2 (corrispondente, supponiamo, ad una frequenza f'_o) può considerarsi **risonante in λ/4 ad una frequenza $f'_o/2$,** allora tutto diventa semplice perchè anche, in questo caso, noi possiamo applicare il procedimento di misura che abbiamo già spiegato per il caso di un cavo risonante tagliato in λ/4 (fig. 6). Come abbiamo già accennato, la valutazione della lunghezza di un cavo risonante in λ/2 è molto utile negli impianti di antenna quando si devono adattare, per esempio, l'impedenza di un cavo coassiale di discesa di 75 Ω (discesa asimmetrica) con l'ingresso a 300 Ω del televisore (ingresso simmetrico).

Dimensionamento di filtri passa-banda

Un impiego molto interessante del grid-dip è quello riguardante il progetto di « demiscelatori di antenna » (filtri passa-basso o passa-alto) tanto utili quando si vuole, per esempio, separare ad una estremità di un unico cavo di discesa coassiale, un segnale proveniente da un'antenna FM (banda II) da quello proveniente da un'antenna TV (banda III). Il problema specifico è il seguente: **portare all'ingresso di due apparecchi** (radio e televisore) **senza riflessioni e senza eccessiva attenuazione i segnali, rispettivamente FM e TV, provenienti da un unico cavo di discesa con impedenza caratteristica di 60 Ω.**

Come è noto, per il segnale FM, il limite superiore di frequenza è 100 MHz; per il segnale TV, si tratta di un canale della banda III. Pertanto, questa separazione dei due segnali provenienti da un unico cavo può essere ottenuta facilmente, impiegando rispettivamente un filtro passa-basso e un filtro passa-alto (vedi fig. 7a).

La frequenza limite (f_{lim}) si ricava con la seguente formula:

$$f_{lim} = \sqrt{f_a \cdot f_b}$$

dove

f_a = frequenza più elevata della banda II (FM)

f_b = frequenza più bassa della banda III (TV)

$$f_{lim} = \sqrt{100 \cdot 175} \approx 132 \text{ MHz.}$$

Dalla eguaglianza:

$$Z_o = X_c$$

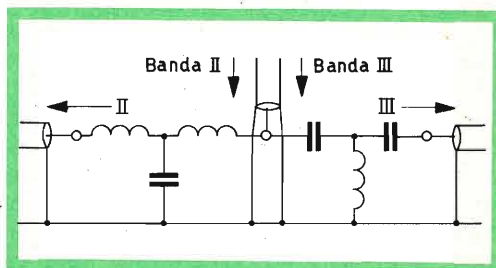



Fig. 7a - Filtri passa-basso e passa-alto impiegati per separare due segnali.

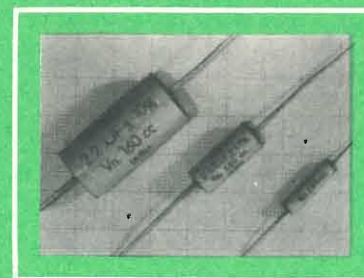
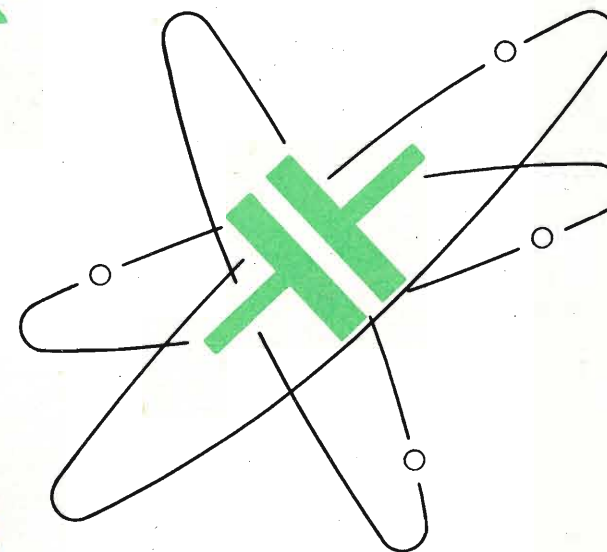
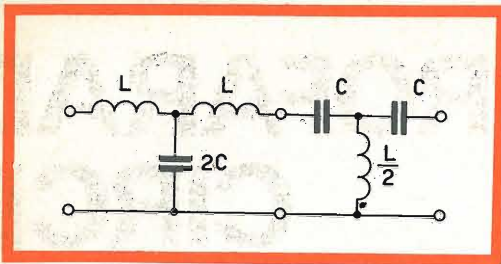



Fig. 7b - Circuito equivalente di fig. 7a.

dove Z_o = impedenza caratteristica del cavo (Z_o = 60 Ω). X_c = reattanza dell'attenuatore, si ha:

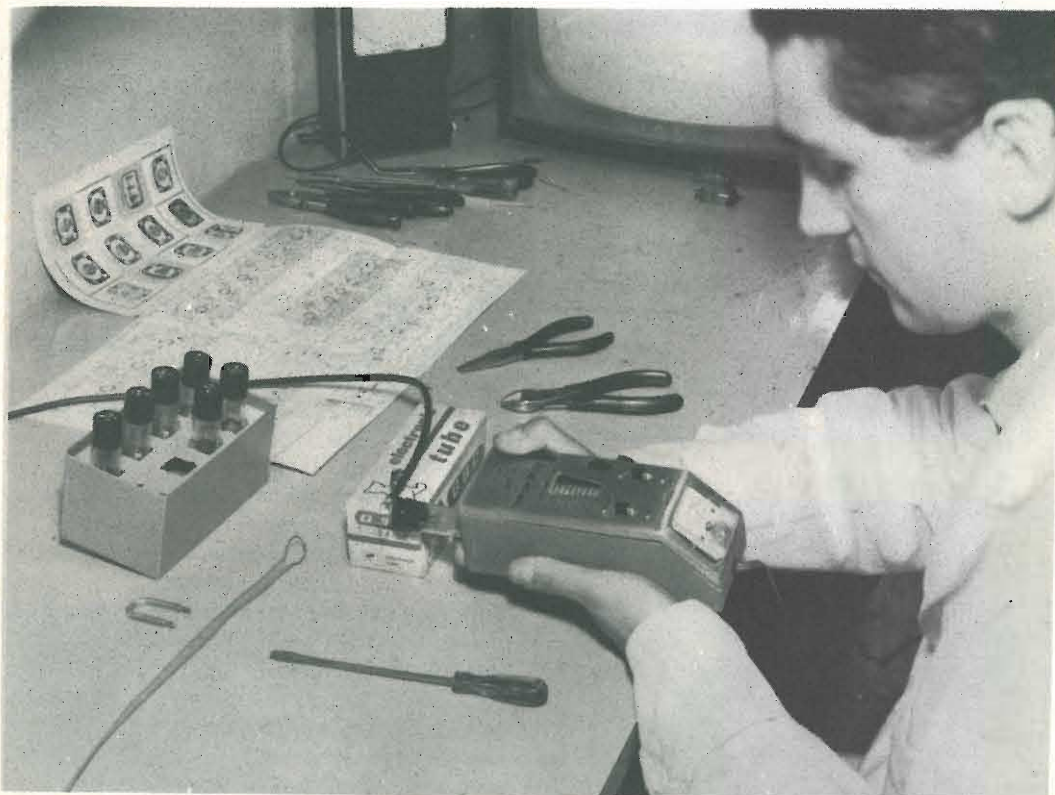
$$Z_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{lim} \cdot C}$$

I valori di questa uguaglianza sono noti ad eccezione di C che si ricava immediatamente

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{lim} \cdot Z_o} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 132 \cdot 10^6 \cdot 60}$$

$$C \approx 20 \cdot 10^{-12} \approx 20 \text{ pF}$$

Pertanto, per il filtro passa-alto si richiederanno due condensatori ceramici del valore di 20 pF ciascuno mentre per il filtro passa-basso occorrerà un condensatore 2C = 40 pF, come indicato in fig. 7b.

Per tarare la bobina L/2 è necessario cortocircuitare il filtro passa-alto sia all'ingresso che all'uscita; per far ciò si saldano i terminali dei tre componenti sul bordo di un pezzetto di latta come indicato in fig. 8a. Variando il numero delle spire di L/2 (taratura approssimativa) oppure la loro distanza (taratura fine), si accorda la bobinetta alla frequenza corrispondente al limite inferiore della banda.

Il filtro passa-basso si tara nello stesso modo; c'è solo da tener presente che, per motivi di simmetria, le bobine L_1 e L_2 devono essere perfettamente identiche tra di loro sia come forma che come numero di spire.

Effettuata la taratura si dissaldano i punti 1, 2 e 3 dal bordo del pezzetto di latta che ha servito da cortocircuito antiinduttivo; i due filtri vengono poi inseriti nel circuito definitivo avendo cura di non produrre deformazioni o allungamenti nelle bobine.

Anche nel montaggio definitivo si deve realizzare un cortocircuito antiinduttivo. Allo scopo serve molto bene una striscetta di latta ritagliata come indicato in fig. 8c, dove il filtro precedentemente tarato può essere sistemato senza alcuna deformazione.

Supponiamo ora di dover dimensionare un filtro passa-alto simmetrico verso massa (fig. 9) per una frequenza limite f_{lim} = 140 MHz e una impedenza caratteristica Z_o = 240 Ω. Avremo:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{lim} \cdot Z_o} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 140 \cdot 10^6 \cdot 240} =$$

$$C = 4{,}74 \text{ pF}; \quad 2\,C \approx 10 \text{ pF}$$

La bobina prescelta L/2 e i 4 condensatori, ciascuno del valore di 10 pF, vengono saldati ai lati opposti del romboide praticato nella striscetta di latta nel modo indicato in fig. 10.

La bobina L/2 si accorda alla frequenza limite avvicinandogli la bobina del grid-dip. L'accordo si realizza modificando sia il numero delle spire che la spaziatura delle medesime. Un filtro passa-alto realizzato in questa maniera ha una precisione di banda più che sufficiente per gli usi normali in campo radio e TV.

Determinazione della lunghezza in 1/4 di onda di uno spezzone di cavo coassiale.

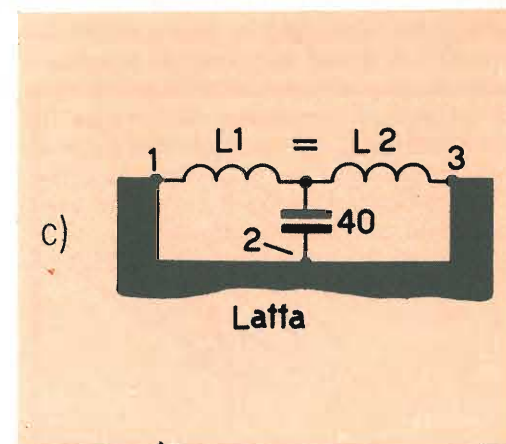
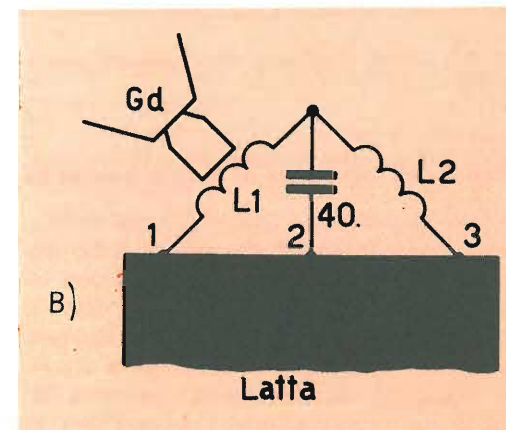
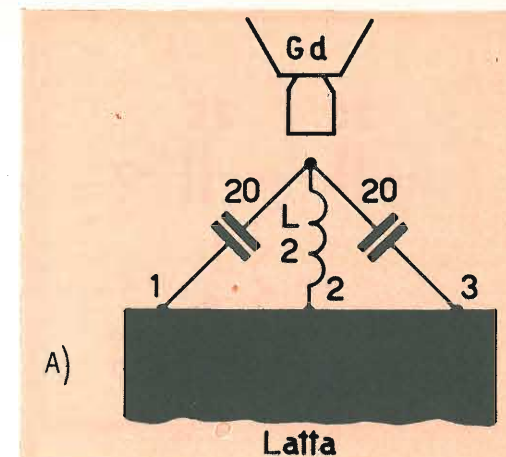



Fig. 8 - a) Disposizione pratica per la taratura di un filtro passa-alto. b) Disposizione pratica per la taratura di un filtro passa-basso. c) Come deve essere effettuato il circuito antiinduttivo definitivo.

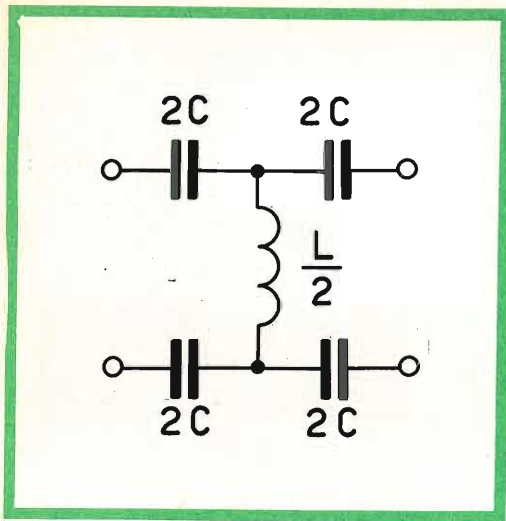



Fig. 9 - Schema elettrico di filtro passa-alto simmetrico.

Fig. 10 - Disposizione pratica per la taratura del filtro passa-alto simmetrico.

Misura dell'induttanza di piccole bobine RF

Con il grid-dip si può misurare l'induttanza delle bobine di accordo di radio frequenza, che, in genere, hanno valori di induttanza molto bassi. Per far ciò si prendono due condensatori a basse perdite * del valore $C_1 = 25{,}3$ pF e $C_2 = 253{,}5$ pF. Siccome questi valori di capacità non sono standard si cercherà di formarli collegando in parallelo condensatori di opportuno valore sino ad ottenere i valori di capacità sopraindicati. Ai terminali di questi condensatori si saldano delle bocche di coccodrillo; la bobinetta di cui si vuol conoscere l'induttanza (L_x) viene collegata tra quest'ultime; successivamente, si cerca con il grid-dip l'accordo. Il valore dell'induttanza (L_x) si ricava usando queste due semplici formulette:

Se si usa il condensatore $C_1 = 25{,}3$ pF, avremo:

$$L_x = \frac{10^3}{f^2}$$

dove L_x = valore dell'induttanza della bobinetta espresso in μH;

f = frequenza di accordo del grid-dip in MHz;

Se invece si usa il condensatore $C_2 = 253{,}5$ pF allora sarà:

$$L_x = \frac{10^2}{f^2}$$

Impiego del grid-dip come frequenzimetro

Il grid-dip, è noto, può essere usato anche come frequenzimetro per valutare con sufficiente precisione la frequenza di lavoro degli oscillatori; in questo caso esso si comporta come un circuito oscillante « passivo » in quanto assorbe energia dall'esterno.

Se la bobina dell'oscillatore di cui si vuol conoscere la frequenza è schermata si può impiegare il link indicato in fig. 2. Anche in questo caso, perchè il valore della frequenza indicato dal grid-dip sia abbastanza preciso è necessario che l'accoppiamento sia piuttosto lasco.

Sembrerà strano ma la frequenza di un oscillatore in funzione può anche essere misurata con il grid-dip **funzionante come oscillatore** (circuito attivo) anzichè come frequenzimetro (circuito passivo). Ciò consente di ottenere una maggiore precisione nella misura della frequenza.

In questo caso, quando le frequenze dei due oscillatori sono uguali, lo strumento indicherà un « dip » accentuato in corrispondenza del battimento fra le due frequenze. Quando si aziona la sintonia del grid-dip, l'indice dello strumento, in un primo momento va quasi in fondo alla scala, indi oscilla su di un valore minimo per poi ritornare a metà corsa tra queste due indicazioni estreme: le frequenze sono uguali in questa ultima posizione e cioè tra la massima e la minima deviazione dello strumento (fig. 11).

Per evitare il sovraccarico dello strumento di misura è necessario che l'accoppiamento sia lasco; ciò consentirà di ottenere anche una migliore precisione nella lettura della frequenza.

* Per avere un'indicazione di risonanza molto elevata e quindi un fattore di merito (Q) molto elevato è opportuno usare condensatori a mica i quali hanno anche il vantaggio di dare risultati di misura sempre costanti.

Fig. 11 - Escursione dell'indice nella misura delle frequenze « per battimento ».

Il grid-dip usato come trasmettitore

Il grid-dip può essere usato come trasmettitore modulato o non modulato. Impiegato come trasmettitore, il grid-dip può essere molto utile in un laboratorio TV; con esso, infatti, si può accertare, in pochi secondi e senza togliere lo schienale del televisore, se un guasto che interessa la catena di amplificazione video, si trova nel selettore di canali o nell'amplificatore di media frequenza (si suppone naturalmente che l'amplificatore finale video sia efficiente).

Si investe il televisore con la portante video RF del canale che interessa e, se tutto è regolare, si vedranno sullo schermo del cinescopio le caratteristiche barre orizzontali di battimento (fig. 13). Se ciò non si verifica, il guasto potrebbe essere sia nel selettore che nell'amplificatore di media frequenza. Per controllare quest'ultimo si commuta innanzitutto il selettore in un canale non usato e senza manomettere in alcun modo il televisore si avvicina la bobina del grid-dip verso l'ingresso dell'amplificatore di media frequenza fino a trovare il miglior punto di accoppiamento; durante questo controllo il grid-dip deve essere accordato sulla **portante video della media frequenza** del televisore. Se compaiono le barre di battimento, l'amplificatore è a posto.

Durante tutte queste prove è necessario staccare il cavo dell'antenna dall'ingresso del televisore per evitare fenomeni di irradiazione attraverso l'antenna stessa; anche queste prove devono essere brevi allo scopo di non interferire sulla ricezione dei programmi FM e TV degli utenti vicini.

Se l'amplificatore di media frequenza risulta efficiente e se toccando con la punta del cacciavite i morsetti d'ingresso di antenna si vede sullo schermo del cinescopio che il cascode « risponde » è ovvio che il difetto risiede nell'oscillatore locale. Per convalidare questa diagnosi si collega nuo-

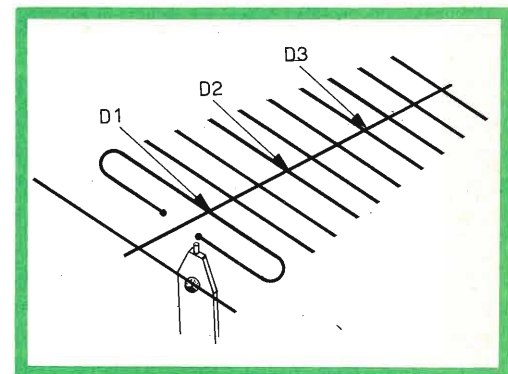



Fig. 12 - Controllo della frequenza di risonanza degli elementi di un'antenna Yagi.

Fig. 13 - Il grid-dip usato per il controllo della catena di amplificazione video di un televisore.

vamente l'antenna ai morsetti d'ingresso e la si « investe » con il segnale emesso dal grid-dip accordato alla **frequenza corrispondente alla frequenza dell'oscillatore locale.** Se appare un'immagine molto sbiadita significa che è proprio l'oscillatore che non funziona. Per fare questa prova il segnale del grid-dip può essere iniettato nel selettore servendosi del link di cui abbiamo parlato all'inizio; basterà per far ciò togliere la manopola della sintonia fine del selettore e introdurre il link nel foro dove si trova la vite della regolazione della sintonia del canale.

Tutti questi controlli sono stati eseguiti senza avere « toccato » il televisore; ciò non vuol dire che il grid-dip non si presti ad un controllo più minuzioso di ciascun stadio dell'amplificatore di media frequenza video e dell'amplificatore di radiofrequenza del selettore di canali. Vogliamo semplicemente sottolineare come il precedente controllo di tutta la catena di amplificazione video può essere fatto **in casa stessa del cliente** che non mancherà di apprezzare questo moderno sistema « scientifico » di riparazione dei televisori.

Il grid-dip come oscillatore ausiliario

Nel laboratorio radio TV, il grid-dip può essere usato come oscillatore ausiliario nella riparazione dei radioricevitori. Ciò si rivela in pratica molto utile nella riparazione di ricevitori FM e a transistori. Senza questa tecnica di controllo, la ricerca di un simile guasto specie nei radioricevitori a transistori è molto lunga e laboriosa. Nel caso di ricevitori FM non è necessario smontare nulla; basta semplicemente accostare la bobina del grid-dip alla valvola mescolatrice dalla quale sarà stato precedentemente tolto lo schermo; fatto ciò si esplora la gamma di accordo dell'oscillatore mediante il grid-dip.

Misure su antenne a banda stretta

Il grid-dip consente di accertare la frequenza di risonanza anche delle antenne Yagi a banda stretta, quelle cioè destinate alla ricezione di un solo canale. Con opportuno accoppiamento e ricerca accurata dell'accordo si riesce sempre ad ottenere dei « dip » molto accentuati in corrispondenza della frequenza di risonanza dei singoli elementi. Anche in questo caso, bisogna accoppiare la bobina del grid-dip in corrispondenza del ventre di corrente dell'elemento risonante. Per esempio, tra i due morsetti di un dipolo ripiegato dove viene collegato il cavo di discesa non si otterrà nessuna indicazione di risonanza perchè, come è noto, in questo punto del dipolo si ha un **ventre di tensione e non di corrente.** Viceversa, si potrà osservare una indicazione di risonanza molto accentuata quando si avvicinerà la bobina del grid-dip al tubo dove sono collegati tutti gli elementi e che serve da sostegno dei medesimi. Come indica la fig. 12, lo strumento indicherà un marcato punto di risonanza nei punti D1, D2 e D3; ovviamente, essendo gli elementi direttori più corti via via che ci si allontana dal dipolo ripiegato, l'accordo dovrà assere effettuato su frequenze corrispondentemente maggiori.

L. C.

servizio radio-tv

a cura di P. Soati

Nel n° 3 di quest'anno ci siamo intrattenuti sui DISTURBI CHE POSSONO ALTERARE LA RICEZIONE TELEVISIVA, illustrando anche alcuni schemi pratici di filtri atti alla loro eliminazione, che sono stati realizzati con successo da molti nostri lettori.
Dato che ci è stato richiesto di estendere la trattazione a quelle interferenze che sono dovute a delle emissioni a radio frequenza che possono influire in modo deleterio sulla ricezione televisiva, riteniamo opportuno soffermarci anche su questo argomento, che d'altra parte interessa i circuiti ad alta e media frequenza, che abbiamo esaminato nelle puntate precedenti.

e interferenze di natura elettromagnetica, che possono influenzare negativamente la ricezione televisiva possono essere di diverse specie: noi ci limitiamo a segnalare i casi più comuni che possono interessare il tecnico.

1 - Interferenze dovute ad un battimento fra la portante video ed un'altra portante a radio frequenza

Questo genere di interferenze è quasi sempre dovuto a due stazioni televisive che lavorino sullo stesso canale e la cui frequenza differisca fra loro in modo tale da provocare una nota di battimento. Esse possono essere dovute anche a delle emissioni di altro genere come, ad esempio, quelle destinate al servizio aereonautico, ai servizi fissi, eccettera.

Quest'ultimo caso è piuttosto raro dato che ad ogni servizio, tramite il REGOLAMENTO DELLE COMUNICAZIONI, sono assegnate delle apposite gamme di frequenze scelte in modo tale che i vari servizi non possano interferirsi fra loro.

Il primo caso, come dicevamo, è il più comune anche se generalmente il fenomeno risulta alquanto attenuato, dato che il campo elettromagnetico di una emittente vicina prevarrà su quello della stazione lontana, che sarà senz'altro più debole. Naturalmente fanno eccezione a tale regola le ricezioni sporadiche a distanza, dovute a particolari fenomeni di propagazione.

Molto più frequente, per contro, è il caso delle interferenze dovute alle armoniche della frequenza fondamentale emessa da un trasmettitore. È ben noto infatti

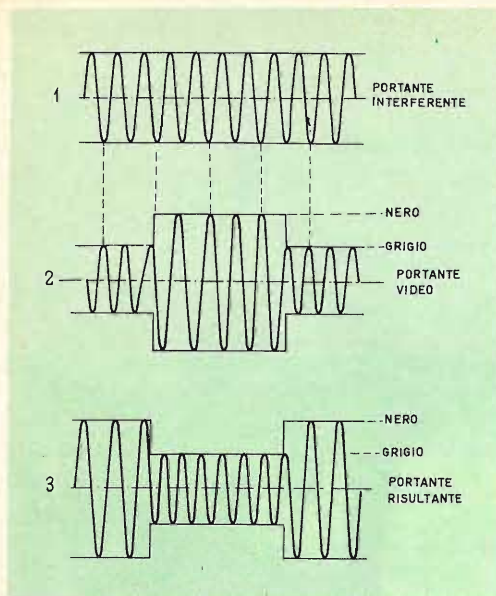



Fig. 1 - Dimostrazione del particolare fenomeno per cui l'immagine assume delle caratteristiche simili a quelle di un negativo fotografico: i segnali relativi al « bianco » producono sullo schermo delle zone nere e i segnali relativi al « nero » producono delle zone bianche.

che qualsiasi trasmettitore, in certe condizioni dovute generalmente ad una sua imperfetta messa a punto, oltre alla frequenza fondamentale « f », può emettere delle frequenze armoniche aventi il valore di **2f, 3f, 4f, 5f, 6f,** eccettera. Così ad esempio, una stazione relativa ad un servizio fisso che trasmetta sulla frequenza di **41** MHz, può generare una quinta armonica che andrà a cadere sulla frequenza di **205** MHz (**41** × **5**) e che potrà causare una seria interferenza al canale televisivo **G** (4) nel quale si fa uso delle frequenze che sono comprese nella gamma **200-207** MHz. Lo stesso fenomeno potrebbe essere provocato dalla seconda armonica di una emittente avente la frequenza fondamentale su una gamma compresa fra **100** e **103,5** MHz, e così via.

I fenomeni che si manifestano sullo schermo televisivo in seguito a questo genere di interferenze, assumono caratteristiche diverse a seconda del tipo di anomalia che li provoca, ma quasi sempre sono molto simili fra loro: **l'immagine, in tal caso, risulta sovrapposta da un reticolo composto di linee verticali o diagonali in movimento.**

È bene precisare che la struttura del reticolo in questione diventa sempre più minuta via via che aumenta la frequenza di battimento. Ciò si verifica quando aumenta la differenza di frequenza fra le due stazioni che si interferiscono.

In qualche caso, che possiamo definire non frequente ma neanche rarissimo, qualora sul canale televisivo sia presente una emissione armonica, provocata ad esempio da un trasmettitore di radio amatore situato in località poco distante dall'antenna ricevente del televisore, l'immagine può assumere delle caratteristiche del tutto simili a quelle di un negativo fotografico.

Affinchè questo fenomeno possa aver luogo, occorre che il segnale interferente abbia una intensità molto superiore a quella dei segnali televisivi che giungono all'antenna ricevente.

Come un tale fenomeno possa aver luogo è dimostrato dalla figura 1. Nella stessa la portante della stazione interferente è rappresentata con il numero « **1** ». Il numero « **2** » indica la portante video del trasmettitore, il cui numero di cicli è stato volutamente ridotto allo scopo di facilitarne la rappresentazione grafica.

La stessa figura consente di rilevare come le due portanti, video ed interferente, siano in opposizione di fase fra di loro, mentre il numero « **3** » mette in evidenza come le due portanti si sommino fra di loro e la modulazione risulti invertita. Ciò significa che i segnali relativi al **bianco,** producono sullo schermo televisivo delle zone nere, e viceversa, i segnali del **nero** producono delle zone bianche.

2 - Interferenze che possono essere causate da una emittente la cui frequenza sia dell'ordine della frequenza immagine del televisore (cioè 2 x MF)

3 - Interferenze dovute ad una emissione la cui frequenza è compresa nella gamma di media frequenza adottata nel televisore, la quale può giungere all'am-

plificatore di media frequenza direttamente superando cioè, i vari circuiti esistenti fra l'antenna e l'amplificatore stesso.

4 - Interferenze dovute al battimento fra emissioni, o relative armoniche, che si trovano al di fuori della banda riservata ai canali televisivi, e le armoniche dell'oscillatore locale

Rimedi

In presenza di uno dei suddetti inconvenienti, si dovrà prendere, a seconda dei casi, uno dei seguenti provvedimenti, che successivamente esamineremo dettagliatamente.

a) Qualora l'emissione perturbatrice si manifesti su tutti i televisori installati in una data località, e perciò sia da attribuire ad una stazione appartenente a servizi diversi da quelli televisivi, la cui frequenza fondamentale si venga a trovare fuori dai limiti imposti dal REGOLAMENTO DELLE COMUNICAZIONI, o ad una frequenza armonica, che, come abbiamo già detto deve essere attribuita ad una cattiva regolazione del trasmettitore, è opportuno segnalare l'inconveniente al Ministero competente.

b) Qualora l' inconveniente sia di minori proporzioni o comunque sia da attribuire ad altri trasmettitori TV, ad emissioni sporadiche o ad emissioni non identificabili, si dovrà intervenire sull'antenna in modo da ottenere il massimo rendimento nella ricezione televisiva ed il minimo per la stazione interferente.

c) Se la ricezione è invece da attribuire alla normale piattina usata nell'impianto di discesa che collega l'antenna al ricevitore TV, la quale può captare direttamente i segnali non desiderati, si può eliminare l'inconveniente torcendo la piattina stessa per un giro ogni metro o meglio ancora sostituendola con del cavetto coassiale.

d) Infine in quei casi in cui la frequenza della stazione perturbatrice sia piuttosto lontana dalla frequenza della emittente televisiva, come è stato visto nei paragrafi 2, 3 e 4 di cui sopra, è necessario applicare al televisore dei circuiti trappola regolati sulla frequenza della stazione interferente e disposti come vedremo più avanti.

ELIMINAZIONE DELLE INTERFERENZE TRAMITE L'ANTENNA

In fig. 2 è rappresentato il diagramma di ricezione di un semplice dipolo. Dallo stesso risulta evidente che una eventuale stazione interferente che lavori sulla frequenza fondamentale o su frequenza armonica, prossima a quella della stazione televisiva potrà non recare un disturbo eccessivo soltanto se si trova nei settori AOC e BOD. Qualora essa si trovi nel settore posteriore COD il suo effetto, in linea di massima, potrà essere annullato, o per lo meno alquanto attenuato, facendo uso di un'antenna direttiva del tipo Yagi. Se invece viene a trovarsi nella direzione esatta del trasmettitore televisivo, evidentemente non è possibile prendere alcun provvedimento. Se per contro l'interferenza è provocata da una stazione « I » che non si trovi esattamente nella stessa direzione della stazione televisiva ma che sia compresa nel settore AOB, fatto che si può riscontrare anche per impianti nei quali si faccia uso di antenne direttive a tre o quattro elementi il cui grafico di ricezione è rappresentato in figura 3a, è necessario agire in modo tale che detta stazione interferente « I » venga a trovarsi fuori del settore AOB, in modo che i suoi segnali, anche se non annullati del tutto, possano essere per lo meno notevolmente ridotti. Ciò si può ottenere in due modi distinti:

1) Ruotando leggermente l'antenna dalla parte opposta rispetto alla provenienza dei segnali della stazione interferente « I ». In tal caso, specialmente se il segnale della stazione televisiva è forte, lo spostamento dell'antenna rispetto alla posizione del massimo campo TV darà luogo soltanto ad una leggera diminuzione dello stesso, mentre i segnali interferenti, venendosi a trovare fuori del settore utile per la ricezione saranno attenuati in modo tale da consentire la ricezione (fig. 3b).

2) Se malgrado tale precauzione la ricezione risulta ancora disturbata in modo sensibile, è opportuno fare ricorso ad antenne a molti elementi e aventi un elevatissimo potere direttivo dimodocchè il diagramma di ricezione assuma delle caratteristiche simili a quelle di figura 4. Effettuando una buona messa a punto dell'antenna in direzione della stazione televisiva la ricezione dovrà migliorare notevolmente dato che nella maggioranza dei casi i segnali interferenti vengono eliminati completamente.

Antenne tipo Corner

Qualora i segnali provenienti dal « back », cioè dalla parte posteriore dell'antenna, non possano essere eliminati anche facendo uso di un'antenna del tipo Yagi, è necessario ricorrere all'uso di un'antenna del tipo CORNER la quale è molto efficiente anche per l'eliminazione delle immagini riflesse, che si manifestano sullo schermo televisivo, in seguito alla riflessione delle onde televisive da parte di ostacoli, di discrete dimensioni,

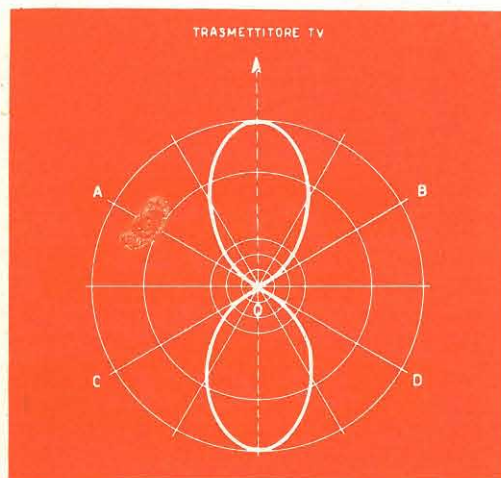



Fig. 2 - Diagramma di ricezione di un dipolo semplice.

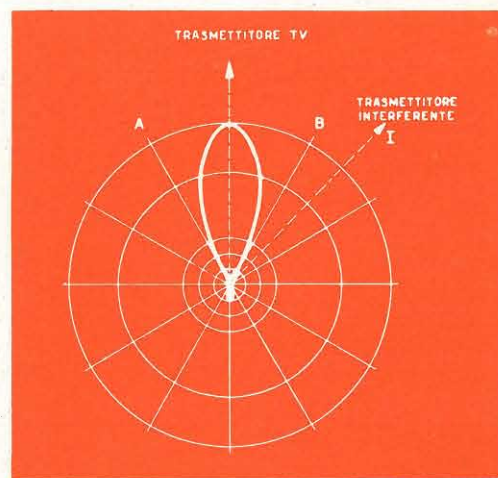



Fig. 3a - Diagramma di ricezione di un'antenna a tre o quattro elementi.

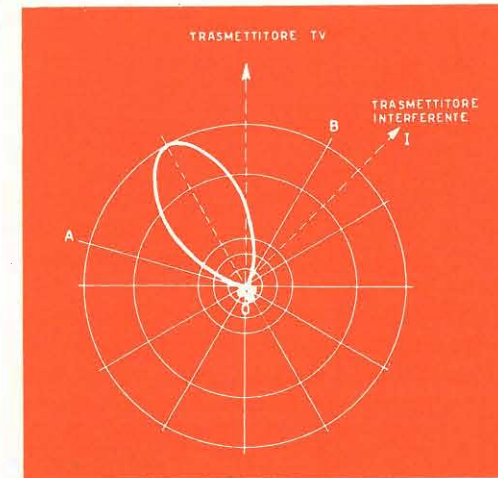



Fig. 3b - Metodo di eliminazione delle interferenze per mezzo della rotazione dell'antenna.

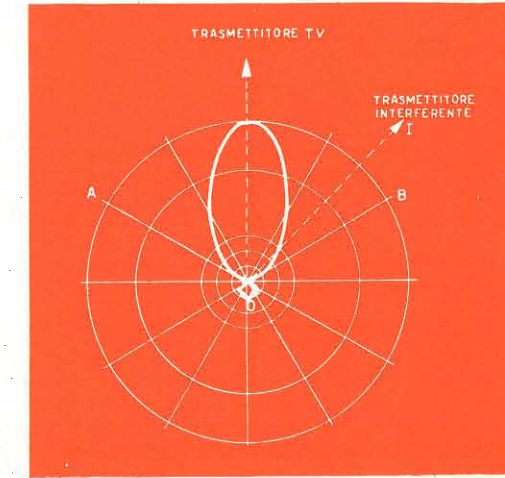



Fig. 4 - Diagramma di ricezione di un'antenna a molti elementi con elevato potere direttivo.

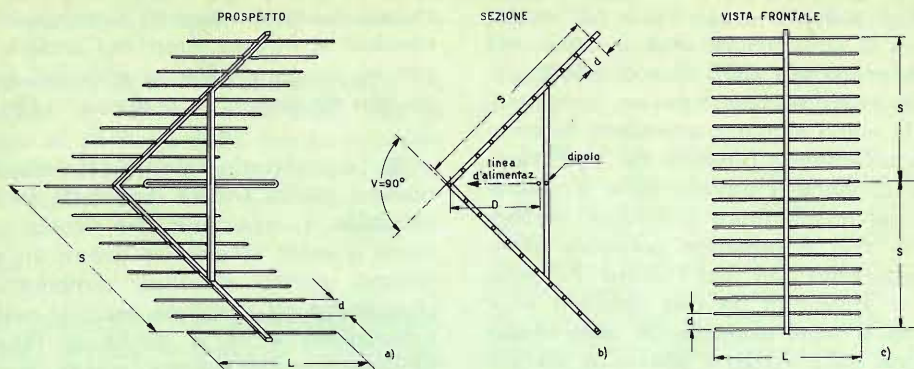



Fig. 5a, b, c - Piani di costruzione dell'antenna Corner.

situati posteriormente all'antenna stessa.

Per la costruzione di tale antenna la quale, come è confermato dal suo nome, è munita di un riflettore angolare e che non presenta difficoltà eccessive, è consigliabile l'uso di profilato di alluminio adatto per antenne.

Nelle figure 5a, b, c, sono riportati i piani di costruzione che illustrano chiaramente come debba essere effettuato un eventuale montaggio.

Le dimensioni dei vari elementi, in centimetri, sono fornite dalle formule molto elementari che seguono, nelle quali la lettera **F** indica la frequenza di centro banda del canale televisivo (ad esempio nel canale D (3) 174-181 MHz la frequenza F sarà uguale a 177,5 MHz).

Fig. 6 - a) Dipolo ripiegato con discesa a 300 Ω. b) dipolo semplice con discesa a 70 Ω.

Lunghezza minima dei lati del riflettore:

S = 23470/F.

Distanza del dipolo dal vertice:

D = 10058/F.

Larghezza minima degli elementi riflettenti:

L = 16764/F.

Distanza massima fra gli elementi riflettenti:

d = 2794/F.

Apertura angolare del riflettore:

V = 90°.

Lunghezza del dipolo:

A = 14059/F.

I dati relativi **S** e **L** si riferiscono ai valori minimi, **tali elementi però possono avere delle dimensioni superiori.**

Come dipolo se ne potrà usare indifferentemente uno del tipo semplice o uno del tipo ripiegato. Nel primo caso la linea di alimentazione dovrà avere una impedenza di 70 Ω, nel secondo di 300 Ω e si potrà usare come discesa della normale piattina come è mostrato in figura 6.

Cogliamo l'occasione per riportare in figura 7 un semplice nomogramma che potrà essere utilmente consultato per il calcolo dell'impedenza che dovrà avere una linea in quarto d'onda, per adattare fra loro un'antenna ed una linea di alimentazione aventi resistenza di radiazione ed impedenza diverse.

La linea dei tubi in quarto d'onda deve essere calcolata secondo la formula **Z = 276 log D/R** dove **D** indica la distanza fra il centro dei due tubetti di alluminio, usati come adattatore, ed **R** il raggio degli stessi tubi.

Una volta stabilito quale raggio dovrà avere il tubo in questione, e conoscendo tramite il nomogramma, l'impedenza della linea in quarto d'onda, servendosi della suddetta formula si troverà la distanza alla quale sarà necessario disporre i due tubi per ottenere l'impedenza desiderata, fermo restando naturalmente la lunghezza di 1/4 d'onda.

In uno dei prossimi numeri ci intratterremo sul calcolo dei filtri atti ad eliminare gli effetti delle stazioni interferenti, trattate nei paragrafi 2, 3 e 4.

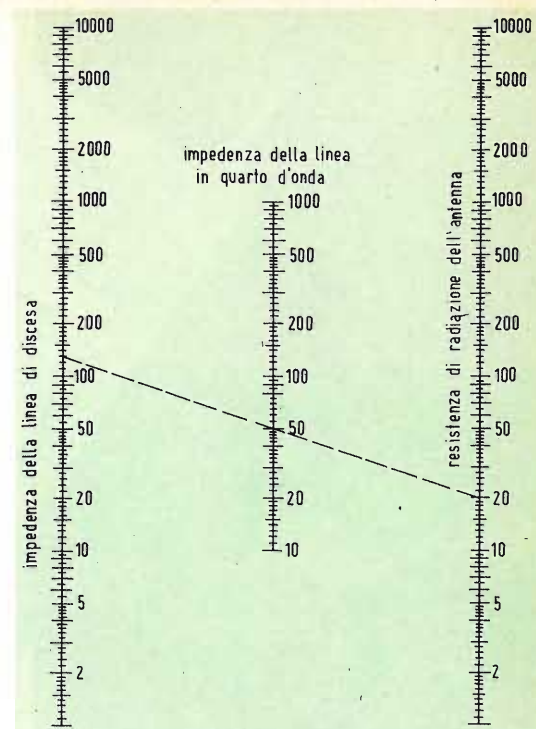
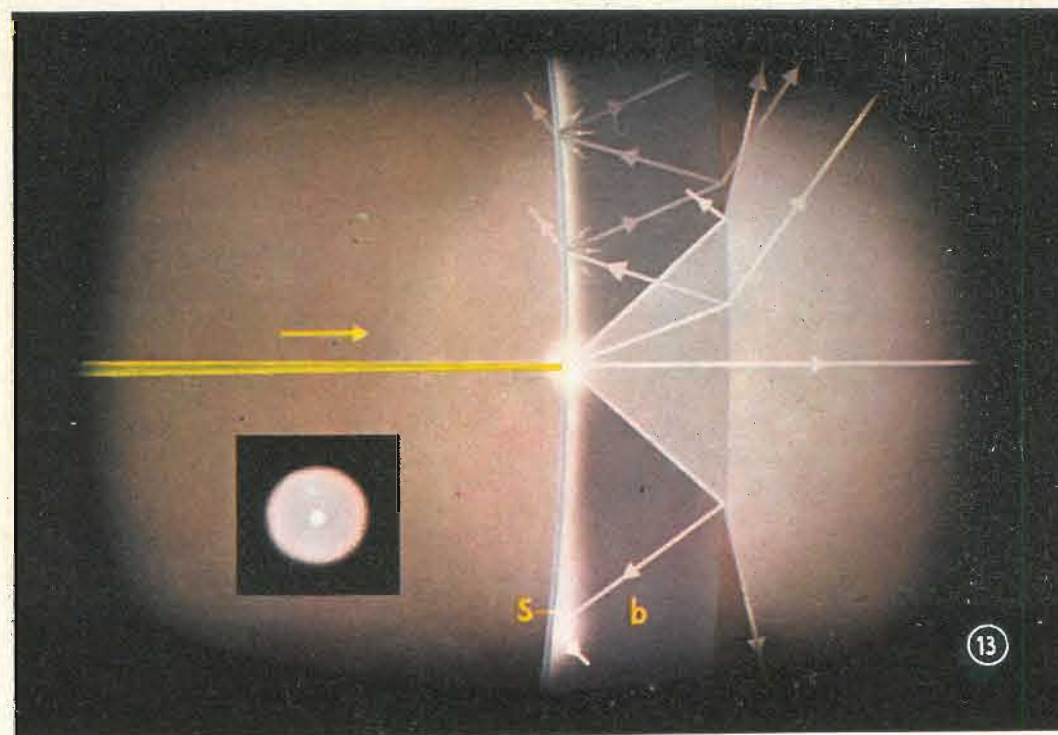



Fig. 7 - Nomogramma per il calcolo dell'impedenza di adattamento di una linea in quarto d'onda.

Gli sportivi giapponesi potranno seguire i giochi olimpici del '64 a colori e in grandezza superiore a quella normale, standosene comodamente seduti nelle sale cinematografiche.
L'annuncio di queste trasmissioni televisive a colori a circuito chiuso è stato dato quando la Toho Co., Ltd., ha ordinato all'International General Electric 10 proiettori a colori « Talaria » per un valore di oltre 500.000 $.
I proiettori, progettati e realizzati dalla General Electric, consentono un'immagine televisiva a colori di ottima qualità su uno schermo cinematografico. Essi verranno installati in 10 cinematografi giapponesi - cinque a Tokyo, 3 a Osaka, 1 a Kyoto ed 1 a Kobe - che rientrano nei 2.000 cinematografi gestiti dalla Toho, la maggiore società di produzione e di distribuzione cinematografica del Giappone. Le trasmissioni regolari, col nome Toho Television Theater, avranno inizio nella primavera del 1964. Alla metà di giugno di quest'anno la Toho effettuerà una trasmissione dimostrativa con proiettore « Talaria » per i funzionari del governo giapponese alla quale faranno seguito in luglio altre proiezioni a Tokyo e a Osaka per circa 2.000 dirigenti.
Attualmente la Toho cerca di ottenere stanziamenti governativi per un sistema di microonde con larghezza di banda di 7,5 megacicli, il che consentirebbe la messa in codice e susseguente decifrazione su bande larghe, migliorando pertanto la definizione dell'immagine televisiva a colori.
Il Talaria, che prende il nome dalle ali di Mercurio, è conosciuto tecnicamente come un proiettore a fotovalvola simile al proiettore cinematografico nella misura in cui si avvale di una sorgente luminosa molto potente e di un sistema di lenti per dirigere il fascio di luce attraverso una pellicola sullo schermo, ma che, invece di una pellicola cinematografica, usa un sottile strato di uno speciale fluido trasparente e viscoso. Durante la trasmissione un raggio di elettroni deforma questo strato a seconda dell'immagine ricevuta, facendo deflettere la luce in modo tale da riprodurre la scena originale. Una lampada allo xeno molto potente consente la proiezione di un'immagine su uno schermo grande con illuminazione molto uniforme. Col Talaria si può ottenere una gamma di colori più vasta rispetto alle migliori pellicole cinematografiche, in quanto i colori sono il risultato di filtri ottici e non di sostanze coloranti. La definizione, circa 500 linee, è migliore di quella dei televisori normali per famiglie.

(continua dal n. 11 - 1963)

IL CINESCOPIO PER TELEVISIONE

dalla serie di diapositive a colori "PHILIPS"

13 - FORMAZIONE DELL'ALONE

La sezione di schermo presentata nella precedente figura con forte ingrandimento, è riportata di nuovo in questa figura ma in scala più ridotta.

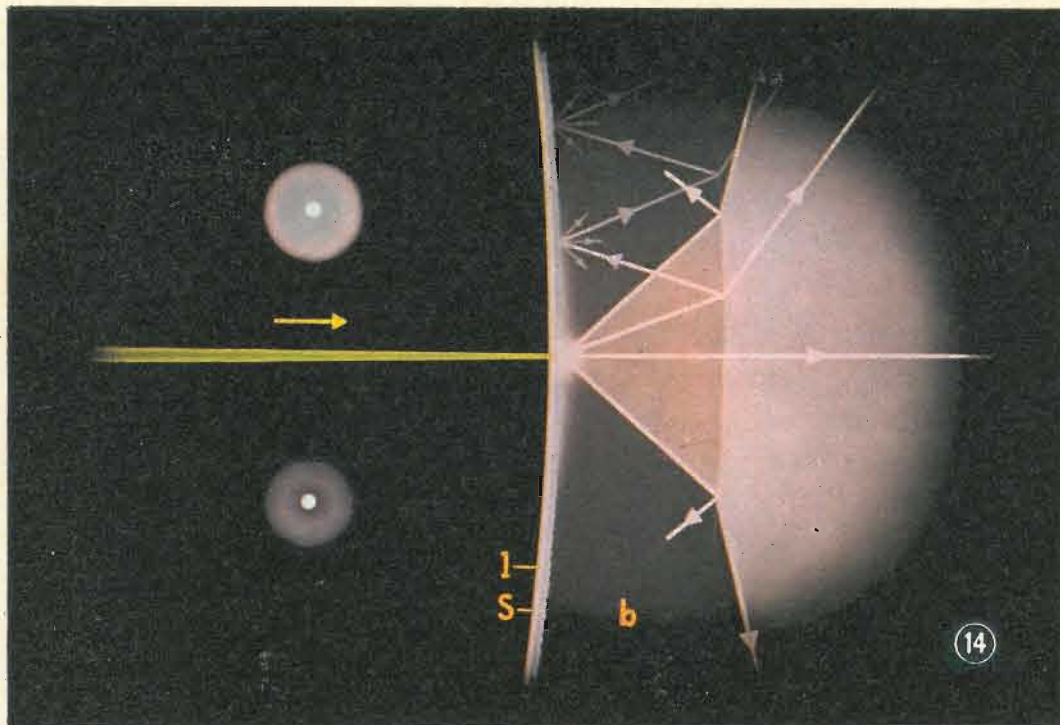
In essa, lo strato fluorescente (S) è tanto sottile rispetto allo spessore del vetro (b), che non è più possibile distinguere i singoli granuli. Il punto dello schermo colpito dal fascetto elettronico irradia attraverso lo spessore del vetro dello schermo un cono di raggi di luce (fig. 12). Una parte di questi raggi (segnati in bianco) escono dal vetro e subiscono una rifrazione.

Altri raggi però vengono riflessi dalla superficie interna del vetro e colpiscono successivamente la faccia opposta del vetro dove è depositato lo strato fluorescente subendo una nuova rifrazione e riflessione; per cui tutta la superficie che circonda il punto dello schermo colpito dal fascetto elettronico verrà illuminata dai raggi luminosi riflessi.

Nel particolare a sinistra della figura è rappresentato il fenomeno della formazione dell'alone visto da un osservatore posto di fronte allo schermo.

Al centro, appare un punto molto luminoso dovuto ai raggi luminosi diretti provenienti dal punto eccitato dello schermo; l'intorno di questo punto è rischiarato dai raggi luminosi riflessi; l'insieme forma il cosidetto " alone " che, se non viene eliminato, in genere tende a peggiorare il contrasto (chiaro-scuro) dell'immagine televisiva (fig. 14).

Si è già detto che l'angolo del cono luminoso determina il limite dell'alone. La luce dell'alone a sua volta viene riflessa di nuovo dalla superficie interna del vetro, per cui attorno al primo alone si formerà un secondo alone e così via.

In ogni modo, è il primo alone ad avere la massima luminosità; i successivi hanno minor importanza.

14 - LO STRATO RIFLETTENTE E IL VETRO FILTRANTE

Per ridurre l'alone, si usa per lo schermo il cosidetto vetro filtrante che ha la proprietà di assorbire gradatamente i raggi luminosi, per cui, la loro luminosità diventa inversamente proporzionale alla distanza che i raggi devono percorrere attraverso il vetro.

L'intensità del raggio luminoso, dopo aver subito due o tre riflessioni nel vetro, praticamente viene ridotta a zero. Questo è il motivo per cui impiegando il vetro filtrante si ha un alone poco luminoso, (figura a sinistra in basso), mentre impiegando il vetro normale, l'alone risulta molto più luminoso (figura a sinistra in alto). Il vetro filtrante assorbe anche i raggi luminosi incidenti dall'esterno, e riduce quindi anche l'influenza nociva della luce esterna sull'immagine.

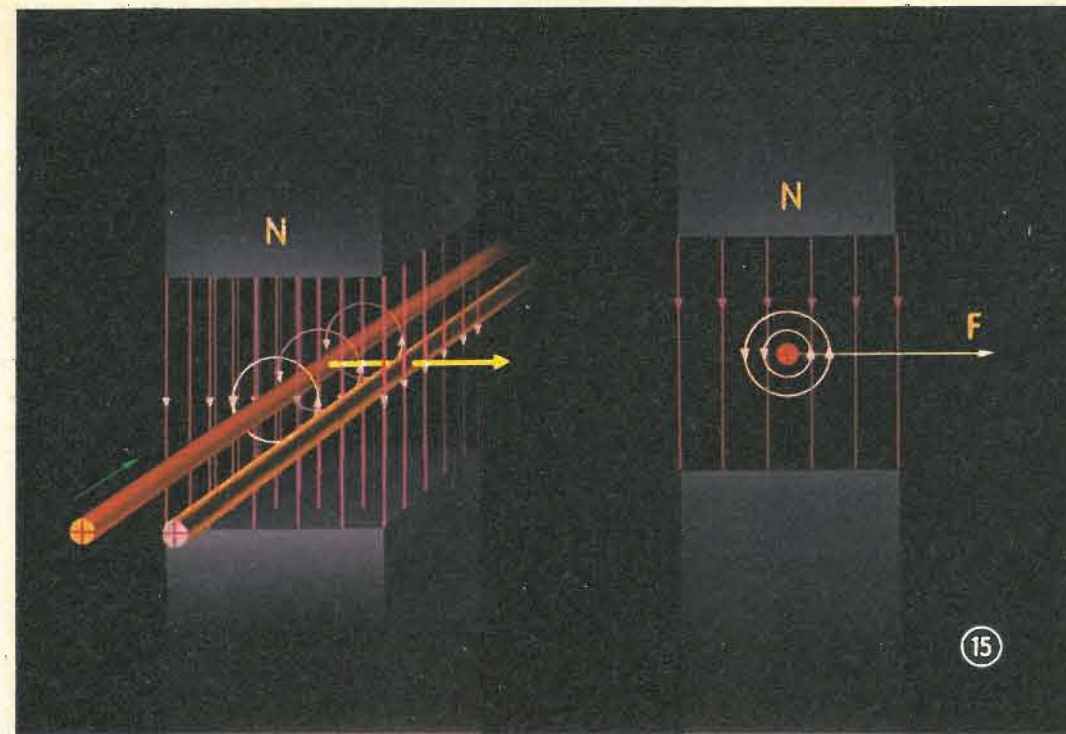
Oltre a ciò, lo strato luminescente è ricoperto all'interno da un sottile strato metallico (1).

Questo rivestimento ha un quadruplice scopo:

1) riflette verso l'esterno tutta la luce emessa dallo strato luminescente verso l'interno del tubo aumentando così notevolmente la quantità di luce irraggiata all'esterno.

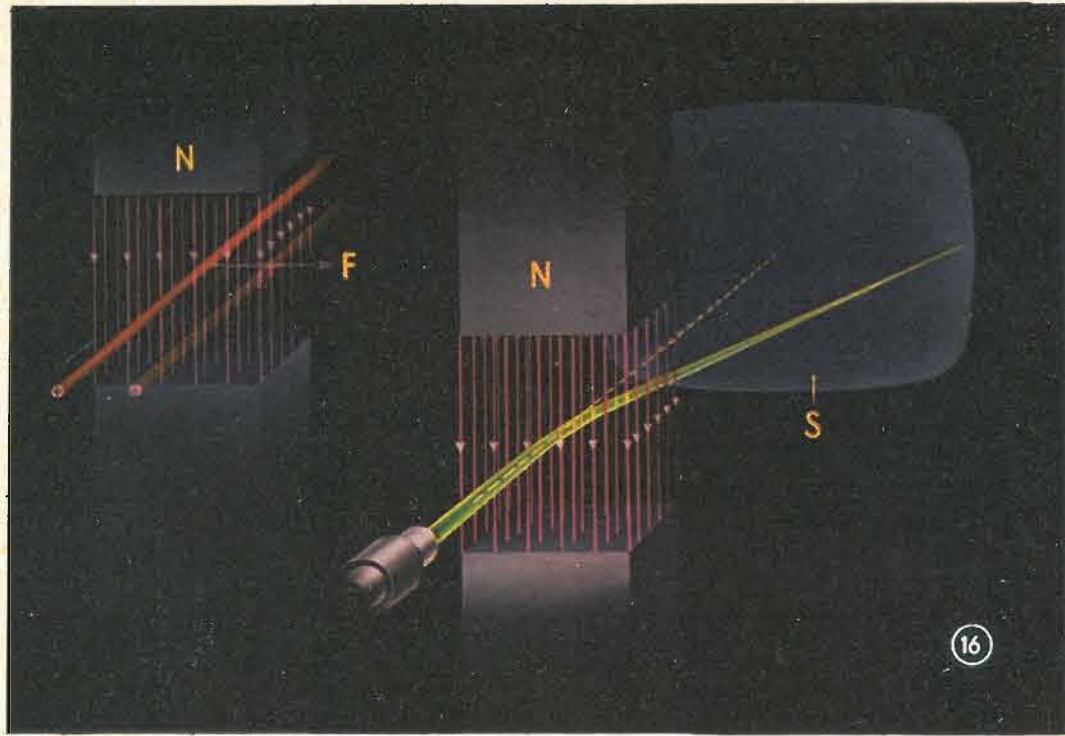
2) lo strato metallico ricopre l'intera superficie interna dell'ampolla. Per mezzo del contatto C (figura 2), consistente in un'asticciola metallica saldata sul cono, viene applicata a questo strato metallico una tensione elevata. Le griglie g_4 e g_6 (figura 4) sono collegate allo strato metallico per mezzo di contatti a molla, di modo che esse vengono ad avere lo stesso elevato potenziale. Siccome lo strato metallico ricopre l'intera superficie interna dell'ampolla, lo spazio all'interno della medesima sarà privo di campi elettrostatici.

3) gli elettroni, a causa della loro elevata velocità, possono penetrare facilmente nello strato metallico. Gli ioni provenienti, ad esempio, da gas rimasti nell'interno dell'ampolla, cedono la loro carica allo strato metallico e ritornano nell'ampolla allo stato di atomi, e non possono quindi danneggiare più lo schermo.

4) lo strato metallico rappresenta inoltre una via di scarica alla carica elettrica formatasi sullo schermo in seguito al bombardamento degli elettroni.

15 - INFLUENZA DI UN CAMPO MAGNETICO SU UN CONDUTTORE

Il fascetto elettronico deve poter essere deviato in modo che esso possa colpire lo schermo in ogni punto. Nei cinescopi ciò si ottiene mediante un campo magnetico. La deviazione del fascetto mediante un campo elettrostatico, richiede tensioni tanto elevate da risultare antieconomica.

Quando un conduttore, percorso da corrente, si trova sotto l'influenza di un campo magnetico, esso viene assoggettato ad una forza. Questa forza è indicata, nella figura, da una freccia (la direzione della corrente di elettroni che percorre il conduttore rappresenta la direzione della corrente del fascetto).

La corrente, attraverso un conduttore, crea un campo magnetico intorno al conduttore stesso (rappresentato schematicamente nella figura a destra). La forza esercitata sul conduttore è espressa dalla relazione F = IBl sen α,, dove **I** è l'intensità di corrente, **B** l'induzione magnetica, **l** la lunghezza del conduttore e α l'angolo formato dal conduttore con le linee di forza del campo (nel nostro caso, 90°).

16 - IL FASCETTO DI ELETTRONI NEL CAMPO MAGNETICO

Il fascetto elettronico in un cinescopio è formato da una corrente di elettroni; su questo fascetto di elettroni il campo magnetico esercita una forza come sul conduttore percorso dalla corrente della figura precedente.

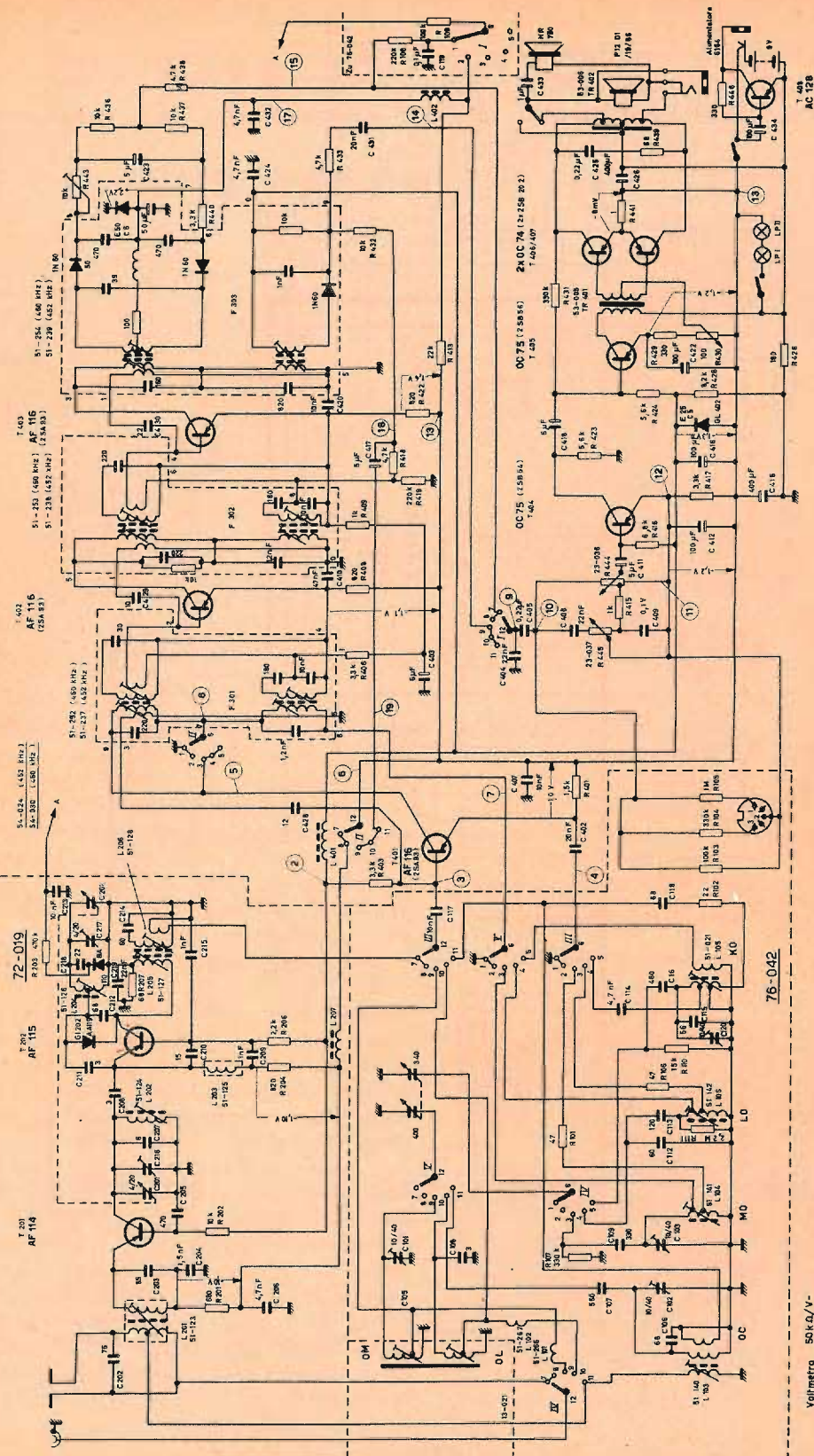
La forza esercitata da un campo magnetico esterno su un elettrone, la cosidetta "forza di Lorentz", è data da f = Bev sen α , dove **B** è l'induzione magnetica, **e** la carica dell'elettrone, **v** la velocità dell'elettrone attraverso il campo, e α l'angolo formato dalla direzione del moto dell'elettrone con le linee di forza del campo magnetico.

Poichè questa forza è perpendicolare alla direzione del moto degli elettroni, le traiettorie di quest'ultimi, all'interno del campo tendono ad incurvarsi. Appena però gli elettroni escono dal campo magnetico, riprendono il loro moto rettilineo e vanno a colpire lo schermo (S) come indicato nella figura di destra.

(continua)

SCHEMARIO

G.B.C. electronics

Radiotransistor FM/58t « Brigitte » OL - OM - OC - FM

	Gamma di frequenza	Frequenza di taratura	
AFC	86,5 −104,4MHz	–	–
FM	86,5 −104,4MHz	91	102
OM	515 −1640kHz	600	1500
OL	148 −386 kHz	200	-
OC	5,8 10 0MHz	6,25	9,5
MF/AM	452kHz/460 kHz		
MF/FM	10,7 MHz		

Voltmetro 50kΩ/V-

SCHEMARIO

Fonovaligia stereo FV/11 « Surrey ».

LE PILE A SECCO

E LA LORO RAZIONALE UTILIZZAZIONE

Le pile a secco costituiscono, allo stato attuale della tecnica, una fonte primaria di energia difficilmente sostituibile, specialmente nei riguardi degli elementi di piccole dimensioni che permettono una disponibilità di energia ed una sicurezza d'uso senz'altro maggiore di quelle che possono dare accumulatori di dimensioni identiche, i quali ultimi, pur essendo molto costosi, sopportano soltanto pochi cicli di carica e di scarica.

L'uso delle pile a secco nelle lampade portatili, specialmente negli ultimi tipi a fluorescenza con convertitore a transistori, nei piccoli ricevitori a transistori, nelle fonovaligie e nei registratori miniaturizzati, nei rasoi elettrici ed in tutta la vasta gamma delle più diverse apparecchiature portatili, rende necessaria la conoscenza delle prestazioni che le pile possono veramente dare affinchè nell'apparecchio utilizzatore possano essere montati gli elementi adatti in funzione della corrente assorbita e della durata d'uso.

Quasi tutti i costruttori di lampade e di apparecchi portatili di tutti i generi, indicano una notevole durata di funzionamento dei loro prodotti con la pila indicata, prima che questa debba essere sostituita, ma a parte il fatto che la durata accennata si riferisce quasi sempre ad un caso limite, l'utente deve sapere che il tempo non è un parametro fisso ma estremamente variabile a seconda del modo con il quale la pila è adoperata.

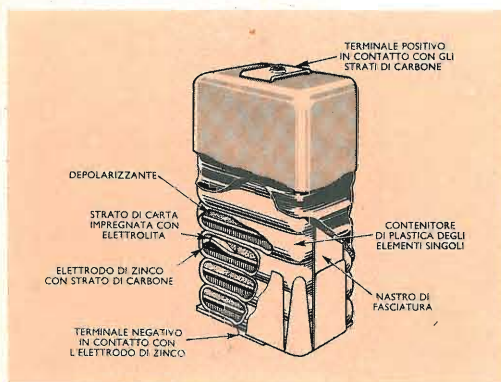
Fig. 1 - Moderna costituzione di un elemento di pila a secco con biossido di manganese. (Da « Electrical Manufacture » marzo 1962).

D'altra parte una percentuale molto alta dei costruttori di pile non rende pubbliche le curve di scarica degli elementi prodotti, in particolare perchè le prestazioni di questi variano a seconda dell'uso che se ne fà, e quindi il pubblico in generale, non può conoscere quale uso può fare dell'utilizzatore o dell'apparecchio acquistato, fino ad esaurimento della pila, se non in base alla esperienza che se ne farà. Curve di scarica ed altri dati utili non si trovano se non in pubblicazioni specializzate.

Certi di fare un lavoro molto utile per i lettori di questa rivista, ci siamo accinti ad eseguire numerose e ripetute prove di carica e di scarica nelle condizioni più diverse, su elementi del tipo d'uso più comune, giungendo a condensare in due diagrammi e in una tabella i dati ricavati; vengono così riportati a conoscenza dei lettori dei dati originali che sono interessanti perchè permettono di poter dedurre in brevissimo tempo le prestazioni che si possono ottenere dall'elemento scelto, in funzione dell'assorbimento di corrente da parte dell'apparecchio utilizzatore, e dal tempo e dalle modalità di uso di questo.

Non faremo quindi una trattazione teorica sul funzionamento elettrochimico delle pile e sulla loro storia, ma ci limiteremo a fissare i dati più essenziali, prima di illustrare i frutti del lavoro effettuato.

Una pila è fondamentalmente costituita dai seguenti elementi:

— un elettrodo che agli effetti esterni chiameremo **positivo** e dal quale la corrente si dirige verso il circuito esterno quando questo è chiuso;

— un elettrodo che chiameremo **negativo** e nel quale la corrente proveniente dal circuito esterno entra: nell'interno dell'elemento, quindi, la corrente si dirige dal polo negativo verso il polo positivo. Questo elettrodo è normalmente costituito con lo zinco;

— un **elettrolita** che reagisce chimicamente con il metallo costituente il polo negativo, asportando da questo ioni positivi che vengono diretti verso l'altro elettrodo. Nelle pile a secco l'elettrolita è una massa gelatinosa « immobilizzata » con speciali sostanze;

— un **depolarizzante** che impedisce ad una parte degli ioni positivi di neutralizzarsi formando con il materiale dell'anodo una contro f.e.m. che agendo in senso contrario abbassa la tensione ai capi dell'elemento ed aumenta la resistenza interna di questo.

Allo stato attuale della tecnica, i tipi più usati di pile a secco possono suddividersi in tre classi, oltre a quelli con depolarizzante ad aria e che per lo studio in questione non ci interessano:

— elementi che definiremo **normali** - Leclanchè - e che hanno per depolarizzante il biossido di manganese e per elettrolita il cloruro di ammonio. Sono i tipi più usati e più economici: hanno una f.e.m. a vuoto di circa 1,5 V ed una resistenza interna che, a seconda delle dimensioni, varia da 0,3 a 3 Ω;

— elementi aventi per depolarizzante il biossido di manganese e per elettrolita una soluzione alcalina al posto del cloruro di ammonio. Questi elementi hanno caratteristiche e prestazioni notevolmente maggiori degli elementi normali, avendo un rapporto energia/volume più elevato, e possono essere realizzati in dimensioni minori, ma il loro costo di produzione è sensibilmente più elevato e pertanto il loro prezzo di commercio è di più volte maggiore. Il peso di questi elementi è circa il doppio del peso degli elementi normali di pari dimensioni;

Fig. 2 - Batteria da 9 V ad elementi piatti per ricevitori a transistori. (Da « Electrical Manufacture » marzo 1962).

— elementi che hanno come elettrodo negativo sempre lo zinco e come elettrodo positivo il mercurio, come depolarizzante l'ossido di mercurio, e come elettrolita una soluzione concentrata di idrossido di potassio e di ossido di zinco. Questi elementi che sono noti come elementi al mercurio o Mallory, posseggono una alta stabilità di tensione con una f.e.m. a vuoto di 1,35 V — tanto che possono essere adoperati anche come tensioni di riferimento al posto dei diodi Zener — ed un rapporto energia/volume molto alto, corrispondente a circa sei o sette volte il valore dell'analogo rapporto proprio degli elementi normali. Il loro prezzo in commercio, è ovviamente proporzionale a queste caratteristiche.

Per tutti i tipi si costruiscono elementi rotondi ed elementi piatti detti a « pastiglia » che possono facilmente essere posti elettricamente in serie fra loro disponendoli l'uno sull'altro. Questi elementi a pastiglia sono i costituenti delle piccole batterie a 6 o 9 V che equipaggiano i ricevitori portatili a transistori.

Degli elementi rotondi i tipi più comuni sono quelli che in numero di tre formano le cosidette batterie piatte da 4,5 V per lampade tascabili e che hanno le dimensioni, per ciascun elemento, di 20 × 60 mm, ed il tipo cosidetto « a torcia », delle dimensioni di 33 × 60 mm e che è l'elemento più diffuso — equipaggia fra l'altro, tutti i giocattoli ed i rasoi elettrici — e capace, come vedremo, delle migliori prestazioni.

Nella fig. 1 è mostrata la moderna costituzione di uno di tali elementi di tipo classico, con depolarizzante di biossido di manganese ed elettrolita di cloruro di ammonio, mentre nella fig. 2 è mostrata una batteria a sei elementi piatti per ricevitori tascabili, del tipo più comune.

È necessario ora fissare alcuni concetti base.

Sottoponendo un elemento ad una scarica continua, la f.e.m. ai capi si abbassa prima rapidamente e poi più lentamente, ma continua a scendere fino a che non si arresta la scarica. Ciò è dovuto ad una azione insufficiente del depolarizzante che gradualmente riveste l'elettrodo positivo di uno strato di ioni neutralizzati i quali diminuiscono progressivamente la superficie attiva dello stesso elettrodo, aumentando la resistenza interna dell'elemento. Con il progressivo attenuarsi della f.e.m. ai capi dell'elemento, diminuisce corrispondentemente il valore della corrente nel circuito esterno.

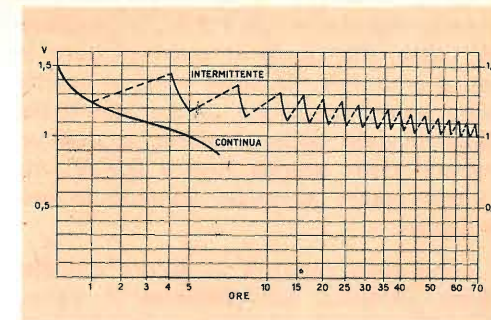



Fig. 3 - Cadute di tensione, per scariche in regime continuo ed intermittente (1 ora di scarica e 3 ore di riposo) per elementi da 33 x 60 mm, con corrente media di scarica di 300 mA.

Rilievi statistici:

In regime continuo: durata della scarica fino alla tensione di 1 V = 5 ore. In regime intermittente: durata della scarica fino alla tensione di 1 V = 17,5 ore circa.

Interrompendo la scarica e lasciando l'elemento in riposo, l'azione del depolarizzante riesce ad eliminare progressivamente lo strato di ioni neutralizzati, e quindi la f.e.m. progressivamente sale di nuovo fino a raggiungere un valore che è però inferiore al valore di partenza.

Pertanto, sottoponendo l'elemento a periodi alternati di scarica e di riposo, si ottiene un andamento della curva di scarica « a denti di sega » invece di un andamento continuo decrescente come nel caso di una scarica continua.

In ogni modo la tensione dell'elemento tende sempre ad abbassarsi con il progredire della scarica, ma evidentemente non si può spingere questa a valori molto bassi perchè ad un certo momento la tensione risultante non sarebbe più atta ad alimentare l'apparecchio utilizzatore.

Normalmente un elemento si ritiene **esaurito** quando la f.e.m. ai capi ha raggiunto il valore di due terzi della f.e.m. di partenza: per un elemento normale,

essendo tale f.e.m. di 1,5 V, la tensione più bassa alla quale si può spingere la scarica è di 1 V. Qualche volta si accetta anche una diminuzione di due quinti del valore iniziale della tensione, e cioè un protrarsi della scarica fino a 0,9 V, ma ciò può essere ammesso soltanto in casi particolari.

Infine sulla capacità in A/ora dell'elemento, influisce notevolmente il valore della corrente di scarica: esiste per ogni elemento di date dimensioni, un valore della corrente di scarica che dà luogo alle migliori prestazioni dell'elemento.

Quando una pila alimenta un apparecchio utilizzatore a regime di assorbimento variabile, come è il caso di un ricevitore a transistori con stadio finale in classe B od in classe A scivolante, si deve prendere in considerazione il valore **medio** della corrente ai fini della durata: bisogna pertanto tener presente che un ricevitore con stadio finale in classe B consuma in proporzione del livello del volume al quale è tenuto, e ciò può rispondere a molti dei quesiti in merito che diversi lettori hanno proposto.

Gli elementi normali più diffusi, e cioè quelli di tipo « a torcia » ammettono una corrente di scarica anche di 300 mA, ed è su tale valore che ci siamo basati per eseguire il diagramma della fig. 3 nel quale è indicato l'andamento della curva di scarica sia in regime continuo che intermittente. Appare evidente la grande differenza nella durata dell'elemento nei due casi: si tratta di un rapporto di circa 1 : 3,5 rapporto che si manterrebbe egualmente se il valore della corrente di scarica fosse diverso.

Questo rapporto però varierebbe se il regime di intermittenza fosse diverso da quello in base al quale è stato redatto il diagramma. Pertanto, volendo dedurre il comportamento di un elemento in regime di scarica intermittente, è necessario precisare l'andamento di tale regime, e ciò non può farsi se non riferendoci ad un andamento convenzionale che quasi sempre, però, può non identificarsi con la reale utilizzazione dell'elemento.

Alcuni fissano l'intermittenza in un'ora di scarica e cinque ore di riposo; altri in un'ora e mezzo di scarica e quattro ore e mezzo di riposo; ancora, per elementi più grandi, in due ore di scarica e quattro ore di riposo. Si tratta di termini molto diversi fra loro e comunque arbitrariamente stabiliti, che possono essere definiti convenzionali in modo relativo, perché scostandosene anche di poco, le prestazioni dell'elemento possono variare sensibilmente.

In una recente proposta di unificazione della UNEL — Consiglio nazionale delle ricerche, Comitato elettrotecnico italiano, Unificazione elettrotecnica — relativa alle **pile depolarizzate con biossido di manganese, per usi radiotecnici,** del settembre 1963, n° 1264, tutt'ora sotto inchiesta, sono state suggerite per vari tipi di elementi considerati, le condizioni di collaudo riportate nella tabella della pagina seguente e che prendono in considerazione un convenzionale regime di scarica intermittente, una convenzionale corrente media di scarica, ed una tensione finale di utilizzazione di 0,9 V per elemento.

Nella proposta UNEL, la tabella è preceduta dalla seguente chiarificazione del progetto:

« Il progetto UNEL Pr 1264 è stato elaborato tenendo conto dei corrispondenti studi in corso presso il competente Comitato della Commissione Elettrotecnica Internazionale, nonché dei dati e degli elementi a suo tempo forniti dai fabbricanti di pile e di apparecchi radio.

Così, sia per i tipi di pile che per i terminali ed i valori delle caratteristiche elettriche, sono stati contemplati nel progetto quelli che figurano nei corrispondenti progetti IEC.

Per le modalità di collaudo, è stato fatto riferimento, come di consueto, alle corrispondenti norme CEI.

E' stato espresso il desiderio, da alcuni ambienti interessati, che siano contemplate nella unificazione, delle prove di scarica continua, le quali, pur avendo un significato convenzionale, permetterebbero controlli rapidi, in molti casi assai utili e pratici.

Non disponendo al momento della pubblicazione del progetto, di dati ed elementi di giudizio relativi a tali scariche, non si è potuto in-

TABELLA I

Grandezza	Dimensioni				Terminali			Valori da prendere in considerazione per il collaudo				
											Scarica intermittente	
	d	l_1	l_2	h	Tipo	a	b	Tensione nominale V	Resistenza di scarica Ω	Tensione finale V	Durata giornaliera in h/giorno	Durata totale minima in h
R1	12 $_{-1}^{0}$	—	—	30 $_{-1,5}^{0}$	Capsula	3,5 ± 0,2	—	1,5	300	0,9	12	40
R6	14,5 $_{-1}^{0}$	—	—	50,5 $_{-1,5}^{0}$	Capsula	5,5 ± 0,2	—	1,5	150	0,9	4	50
R14	26 $_{-1}^{0}$	—	—	50 $_{-2,5}^{0}$	Capsula	7,5 mass.	—	1,5	150	0,9	4	230
R20	34 $_{-2}^{0}$	—	—	61,5 $_{-2}^{0}$	Capsula	8,5 ± 0,2	—	1,5	40	0,9	4	150
2 R10	21,5 $_{-1}^{0}$	—	—	74 $_{-2}^{0}$	Capsula	6,4 ± 0,2	—	3	150	1,8	4	40
3 R12	—	62 $_{-2}^{0}$	22 $_{-2}^{0}$	67 $_{-2}^{0}$	Lamelle elastiche	32 min.	17 ± 1	4,5	225	2,7	4	110
6 F22	—	26,5 $_{-2}^{0}$	17,5 $_{-2}^{0}$	48,5 $_{-2}^{0}$	Bottoni a pressione	5,4 ± 0,2	5,7 ± 0,1	9	900	5,4	4	30
6 F25	—	25,5 $_{-1}^{0}$	25,5 $_{-1}^{0}$	50 $_{-2}^{0}$	Bottoni a pressione	6,7 ± 0,2	7,2 ± 0,1	9	900	5,4	4	35

Le sigle relative alle grandezze corrispondono a quelle internazionali e sono così costituite:

- una lettera indicante la forma degli elementi costituenti la pila, è cioè: **R** = elemento cilindrico
  F = elemento piatto
- un numero che precede la lettera, indicante il numero di elementi in serie costituenti la pila, ed è omesso quando si ha un solo elemento;
- un numero che segue la lettera e caratterizza la grandezza dell'elemento.

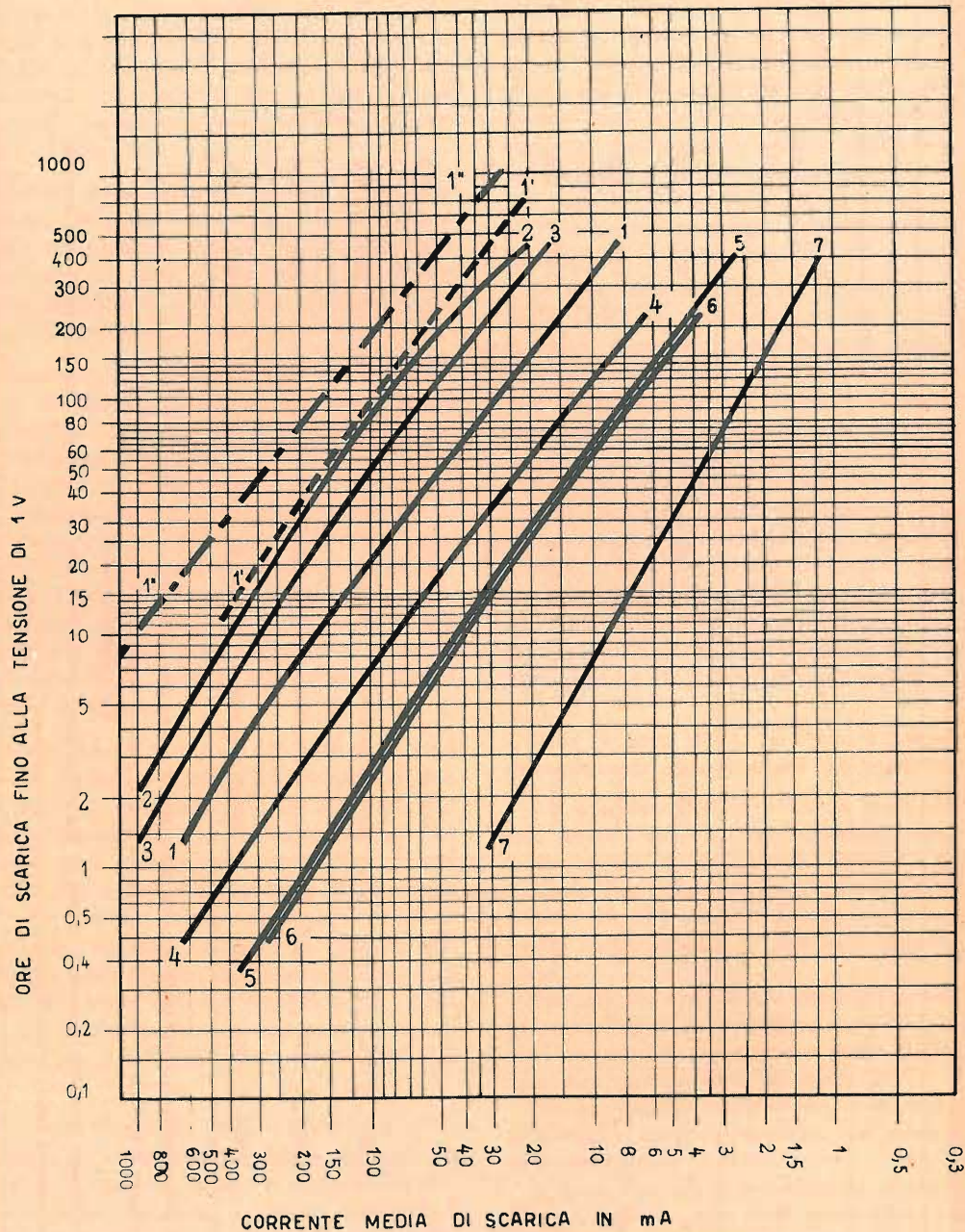



Fig. 4 - Diagramma della scarica in ore, di elementi di pile a secco di vari tipi e dimensioni, dalla tensione iniziale a vuoto, fino alla tensione di 1 V, in funzione della corrente media di scarica, corrispondente alla tensione media di 1,2 V per ciascun elemento sotto carico.

dicare nel progetto opportuni valori; si richiama quindi l'attenzione dei partecipanti all'inchiesta su tale questione, pregandoli di voler cortesemente esprimere il loro parere sulla opportunità di normalizzare tali scariche, fornendo — in caso positivo — eventuali dati al riguardo ».

La proposta UNEL prende quindi in considerazione anche prove di scarica in regime continuo le quali, potendo egualmente essere definite convenzionali perché in realtà un elemento non viene mai scaricato senza interruzione fino ad esaurimento, hanno il vantaggio di essere uniformi per tutti gli elementi, rendendo possibile costituire una ottima base di confronto per quei regimi a scarica intermittente che si volesse prendere in considerazione.

Ricordando infatti quanto abbiamo precedentemente detto a proposito del diagramma della fig. 3, è possibile stabilire dei coefficienti per i quali deve essere moltiplicato l'esito della scarica in regime continuo, per poter ricavare con sufficiente approssimazione le prestazioni dello stesso elemento in funzione di vari regimi a scarica intermittente.

Si ha così un uniforme dato di partenza, ben preciso anche se convenzionale, ed è appunto in considerazione di ciò che, prevalentemente, i costruttori danesi, americani, inglesi e francesi, dànno per le loro pile diagrammi di scarica relativi ad un regime continuo per varie tensioni limiti di arresto — 1; 0,9; 0,8 V —.

Seguendo questo concetto, nel proseguo del presente articolo, ci siamo riferiti a scariche continue facendo presente che le relative prestazioni potranno essere moltiplicate per i coefficienti 2 — 2,5 — 3 ed anche 4, a seconda della durata e dell'alternarsi dei periodi di scarica e di riposo, in un regime intermittente relativo all'uso reale dell'elemento. Nella tabella II e nel diagramma fig. 4 riportati, abbiamo preso in considerazione le prestazioni di nove tipi di elementi scelti fra i più comuni, contrassegnandoli con un numero, e precisamente:

- 1 - elemento normale 33 × 60 (« a torcia ») che è il più diffuso;
- 1' - elemento come sopra ma ad elettrolita alcalino;
- 1"- elemento delle stesse dimensioni, ma a mercurio;

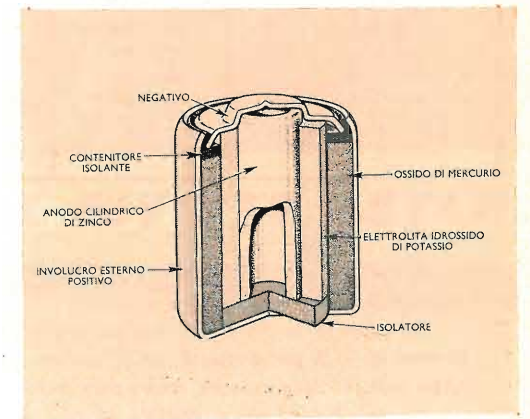



Fig. 5 - Costituzione normale di un elemento al mercurio Mallory. (Da « Electrical Manufacture » marzo 1962).

- 2 - elemento normale 33 × 150, ad alta capacità;
- 3 - elemento normale 33 × 90, adoperato in molti tipi di pile;
- 4 - elemento normale 20 × 60, montato nelle pile piatte e diffusissimo;
- 5 - elemento normale 15 × 42,5, molto diffuso perchè montato nelle cosidette « torcette »;
- 6 - elemento normale 13 × 50,5, avente le stesse prestazioni del precedente;
- 7 - elemento a pastiglia, montato nelle batterie per radio a transistori, come nella fig. 2.

La tabella riportata permette di dedurre immediatamente le prestazioni dei vari elementi.

Il miglior rapporto mWora/grammi è dato naturalmente dall'elemento a mercurio, al quale segue l'elemento ad elettrolita alcalino: è chiaro come quest'ultimo elemento dia prestazioni superiori

TABELLA II

PRESTAZIONI DEGLI ELEMENTI INDICATI NEL DIAGRAMMA DI FIG. 4

N°	Dimensioni mm	Peso gr	Scarica mA	Ah	Wh	mWh/gr
1 — Normale	33 x 60	80	50	2,5	3,12	39
1' — Alcalino	33 x 60	150	100	9	11,25	75
1" — Al mercurio	33 x 60	165	100	18	21,5	130
2 — Normale	33 x 150	200	100	8,25	10,3	51,5
3 — »	33 x 90	131	100	4,6	5,75	44
4 — »	20 x 60	30	30	1,05	1,31	43,5
5 — »	15 x 42,5	22	22	0,6	0,75	34
6 — »	13 x 50,5	20	20	0,5	0,625	31
7 — A pastiglia	22 x 13	5	10	0,08	0,1	20

La tabella mostra che negli elementi al manganese, il rapporto Wh/peso, è proporzionale alla dimensione degli elementi.

La capacità in Ah si riferisce ad una scarica continua effettuata fino al raggiungimento della tensione di 1 V per elemento; se la scarica è spinta fino alla tensione di 0,9 V per elemento, il valore indicato della capacità, deve essere moltiplicato per il coefficiente 1,18.

La capacità in Wh si riferisce ad una tensione media di 1,25 V per gli elementi normali e ad elettrolita alcalino, e ad una tensione di 1,2 V per gli elementi al mercurio, sempre per una tensione finale di 1 V: per una tensione finale di 0,9 V per elemento, la tensione media scende rispettivamente ai valori di 1,18 e 1,14 V, ed in tal caso occorre moltiplicare la capacità indicata per il coefficiente 1,11.

I regimi di scarica sono convenzionali: negli elementi normali, per correnti di scarica pari al doppio ed al quintuplo dei valori indicati, la capacità in Ah si riduce rispettivamente a 0,8 ed a 0,6.

I valori indicati sono stati ottenuti mediante rilievi statistici eseguiti su numerosi e vari tipi di elementi e di pile, di marche diverse ed in varie condizioni di magazzinaggio, e si riferiscono quindi ad una media attendibile che pertanto può essere più o meno raggiunta da una qualsiasi marca di pile, ma non necessariamente.

all'elemento normale n. 2 avente una altezza circa tripla, e di ciò dovrà tenersi conto in quei casi nei quali lo spazio difetti e le esigenze sono di una certa entità. L'elemento n. 2 ha un costo però minore dell'elemento 1'.

Per quanto concerne l'elemento a pastiglia n. 7, se ne deduce che per un valore medio di scarica di 10 mA, la durata dell'elemento è di 8 ore in regime continuo, fino alla tensione di 1 V.

Nel diagramma di fig. 4 sono indicate le prestazioni di durata degli elementi innanzi descritti, in funzione dei più vari valori della corrente di scarica: da un primo sguardo a tale diagramma risulta evidente che la durata di scarica è in rapporto logaritmico inverso con la corrente, pressochè per quasi tutti gli elementi.

Questo diagramma è di grande utilità, e riteniamo che sia il primo ad essere offerto agli interessati con dati così esaurienti.

La fig. 5 mostra infine la costituzione dell'elemento al mercurio le cui veramente notevoli prestazioni sono con evidenza espresse dalla curva a tratti e punti 1" del diagramma 4: può erogare correnti fino ad 1 A, ed alla scarica di 100 mA, la durata che si può raggiungere a regime continuo, è di 200 ore.

Ugo Guerra

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

COSTRUZIONE DI UNA « ECOSONDA »

da uno studio di A. - J. Rozenbeech « Radio Bulletin » - Ott. 1962

L'antico sistema per l'esplorazione del fondo marino, costituito dal filo a piombo, è oggi vantaggiosamente sostituito dall'ecosonda, le cui possibilità e prestazioni sono quanto mai interessanti, non solo per la determinazione della profondità del fondo marino, ma anche per la localizzazione di banchi di pesci.

Il principio su cui si basa l'apparecchio è molto semplice: si tratta di emettere degli impulsi di onde che, riflessi dal fondo, vengono rinviati alla superficie e rivelati da un indicatore. Conoscendo la velocità di propagazione del suono nell'acqua, è facile calcolare la profondità in base al tempo che intercorre fra l'impulso iniziale e l'eco ricevuta.

Da qualche anno alcune case americane hanno posto in commercio delle scatole di montaggio per la costruzione di tali apparecchi.

Descrizione dell'apparecchio

Secondo quanto abbiamo accennato, l'ecosonda rappresenta una specie di radar, con la sola differenza che nell'ecosonda le onde portanti ad alta frequenza sono sostituite da onde ultrasonore.

Queste onde si propagano nell'acqua alla velocità di circa 1.500 metri al secondo. Di conseguenza, per realizzare un'ecosonda, ci occorrerà, oltre ad un oscillatore capace di generare una frequenza di qualche decina di kHz, un elemento piezoelettrico che trasformi le oscillazioni elettriche in vibrazioni meccaniche. Inoltre, l'oscillatore deve emettere degli impulsi molto brevi, allo scopo di separare nettamente l'istante della emissione da quello della ricezione.

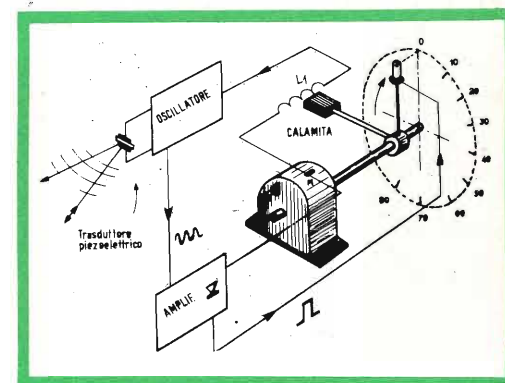



Fig. 1 - Assieme schematico e funzionale dell'ecosonda.

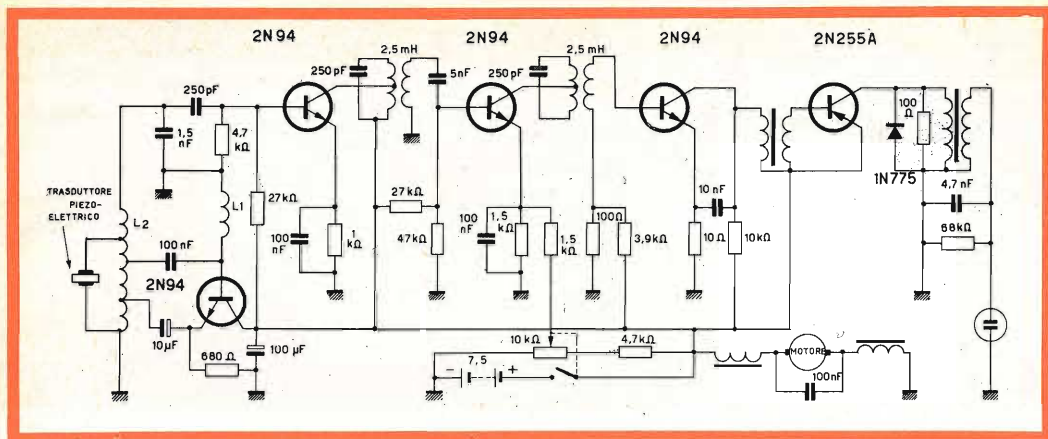



Fig. 2 - Schema elettrico del generatore e dell'amplificatore - rivelatore del segnale di sonda.

Il trasduttore piezoelettrico, che agisce nei due sensi, ritrasforma le vibrazioni meccaniche di ritorno in vibrazioni elettriche che, amplificate, agiscono su di un indicatore capace di stabilire il tempo intercorrente fra l'emissione dell'impulso e la ricezione dell'eco.

Queste operazioni, apparentemente complesse, possono essere effettuate con mezzi relativamente semplici. Un piccolo motore a velocità costante fa ruotare una calamita (fig. 1). Ad ogni rotazione della calamita, una corrente viene indotta nella bobina L1; a sua volta questa corrente mette in funzione l'oscillatore. L'elemento piezoelettrico, eccitato dall'oscillatore, invia un segnale a frequenza ultrasonica verso il fondo marino. Dopo una determinata frazione di secondo le vibrazioni prodotte dall'eco ritornano sull'elemento piezoelettrico che, inducendo un secondo impulso nella bobina L2, contenuta entro l'amplificatore, previa amplificazione farà accendere la lampadina al neon ruotante sullo stesso asse del motore. Se la lampadina si trova al punto 0 del quadrante nello stesso istante in cui la calamita passa davanti alla bobina L1, essa avrà necessariamente girato di un certo angolo al momento della sua accensione. Ad ogni giro, il punto luminoso sarà visibile su di uno stesso settore del quadrante per tutto il tempo in cui l'ostacolo che produce l'eco resterà alla stessa profondità. Le divisioni del quadrante possono quindi essere graduate direttamente in metri di profondità.

Considerando di 1500 metri al secondo la velocità di propagazione, il segnale di emissione impiegherà 0,2 secondi per percorrere una distanza di 300 metri (due volte 150 metri per andata e ritorno). Se per esempio, la velocità di rotazione del motore è di 5 giri al secondo (0,2 sec. per giro), una rotazione completa corrisponderà ad una profondità di 150 m.

Fig. 3 - Differenti aspetti degli echi che si possono rivelare: a) eco di un banco di pesci e di un fondo roccioso. b) eco di un fondo di media durezza. c) eco di un fondo ricoperto d'erbe. d) indicazione erronea dovuta ad una regolazione troppo spinta.

Dividendo il quadrante in 150 parti eguali, ogni divisione sarà l'equivalente di una profondità di 1 metro. Nulla tuttavia, impedisce di graduare il quadrante su una diversa velocità di rotazione. È anche possibile valerci di un sistema di demoltiplicazione che permetta l'impiego di due velocità differenti (per esempio, 2,5 e 25 giri al secondo), con cui avremo rispettivamente delle scale di profondità per 0 - 300 e per 0 - 30 metri.

Lo schema completo dell'apparecchio è visibile in fig. 2. Esattamente come per il **radar** la localizzazione sarà tanto più precisa, quanto più alta sarà la frequenza, ferme restando le dimensioni dell'emettitore.

Per le piccole imbarcazioni, la frequenza usata permette una localizzazione di 10° e quindi la rivelazione di oggetti di dimensioni assai ridotte quali, per esempio quelli costituiti di pesci. Una frequenza troppo elevata non è d'altra parte raccomandabile, dato che lo smorzamento aumenta in ragione del quadrato della distanza. La massima frequenza usata da grandi navi è di 40 kHz.

Il motore

La precisione dell'ecosonda è legata alla stabilità della velocità di rotazione del motore. Mediante un regolatore centrifugo, è possibile ottenere una stabilità di rotazione con variazioni massime del 5%, ciò che rappresenta una misura sufficiente per la maggior parte dei casi. Facciamo osservare che, se per la diminuzione della tensione della batteria, si dovesse registrare una riduzione della velocità, l'indicatore segnerebbe delle profondità inferiori a quelle reali. Perciò viene ad essere scartata la possibilità che l'imbarcazione possa venire ad urtare un ostacolo preventivamente rivelato.

Consigli pratici

L'apparecchio deve essere installato il più lontano possibile dalla bussola per evitare che questa possa essere influenzata dai campi magnetici del motore. Il quadrante dovrà essere munito di una visiera in modo che, restando in ombra, possa essere meglio percepito il punto luminoso. L'elemento piezoelettrico sarà montato verso la prua o, comunque, lontano dall'elica, per evitare falsi echi, mentre dovrà essere collegato all'apparecchio a mezzo di cavo schermato, tenuto lontano da altri conduttori.

La fig. 3 da un'idea dei differenti segnali d'eco che possono essere rivelati.

COMANDO A DISTANZA DI UN OSCILLATORE MEDIANTE DIODO A CAPACITÀ VARIABILE

da « Electrical Design News » - Luglio 1962

La regolazione a distanza della frequenza di un oscillatore, con l'ausilio di mezzi tradizionali, è sempre un problema di non facile soluzione, data la difficoltà di instradare segnali di AF su linee di una certa lunghezza. Con l'impiego dei diodi a capacità variabile è oggi possibile scavalcare i vecchi ostacoli, potendosi regolare la frequenza dell'oscillatore senza tener conto della lunghezza dei collegamenti, per il fatto che il segnale di regolazione della capacità del diodo è costituito da corrente continua.

Fig. 1 - Curve rappresentative della variazione di capacità di vari diodi in funzione della tensione di polarizzazione.

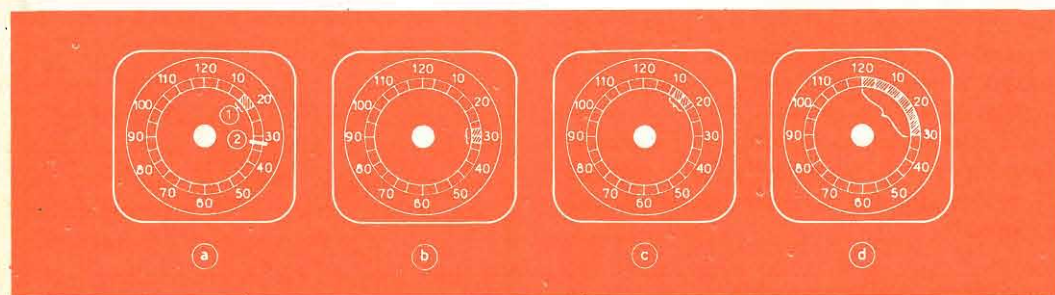
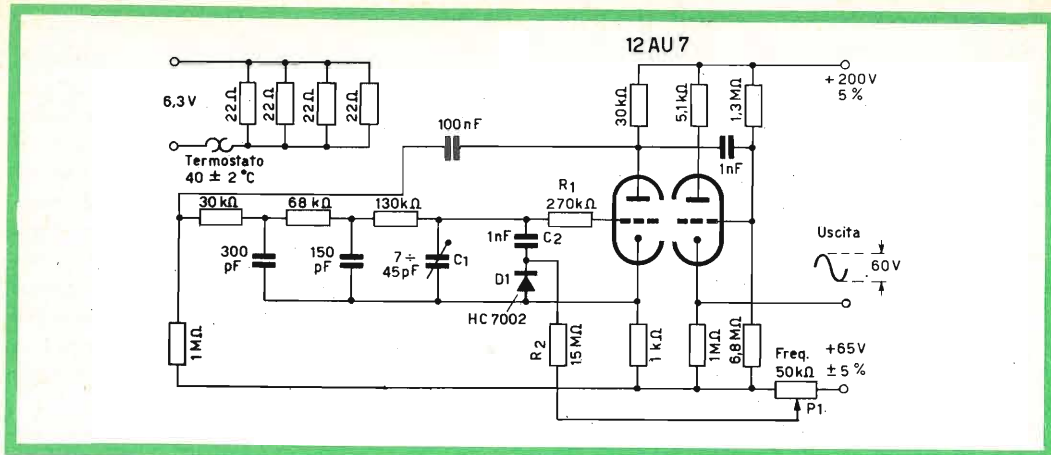



Fig. 2 - Schema elettrico dell'oscillatore con diodo variatore di frequenza.

Come si è accennato, l'elemento essenziale del dispositivo è il diodo a capacità variabile, diodo le cui caratteristiche vengono modificate con l'applicazione di una tensione di polarizzazione più o meno alta. In effetti, un aumento della tensione di polarizzazione provoca una diminuzione della capacità del diodo e, viceversa, una minore polarizzazione aumenta la capacità.

Lo schema comporta un oscillatore a BF a sfasamento (fig. 2). Il diodo D1, in serie con il condensatore da 1 nF, fa parte di una rete di sfasamento R.C. che determina la frequenza di funzionamento del sistema.

Fig. 3 - Curve di variazione capacitiva del diodo tipo HC 7002.

È evidente che se la capacità del diodo viene fatta variare, altrettanto varierà la frequenza dell'oscillatore. Detta variazione è infatti determinata dal potenziometro P1 che permette di applicare al diodo D1 una tensione di polarizzazione più o meno alta. Riportandoci allo schema, si noterà che è stato usato un doppio triodo 12AU7, la cui prima metà costituisce la parte oscillatore a sfasamento che, a sua volta, comprende quattro celle R.C. determinanti la frequenza di base.

Il diodo a capacità variabile si trova inserito nella terza cella R.C., mentre la quarta è costituita dalla resistenza R1 e dalla capacità di entrata della corrispondente valvola.

La frequenza del segnale generato può essere regolato grazie al condensatore C1: la resistenza R2 blocca il segnale alternativo presente ai capi del diodo D1 e permette di valersi di una linea di una lunghezza qualsiasi, fino al cursore del potenziometro P1 per la regolazione della frequenza.

La seconda metà del doppio triodo 12AU7 è usato come « cathodyne » di uscita, e in tale condizione, il segnale è prelevato agli estremi della resistenza inserita nel circuito catodico.

Le curve di fig. 1 indicano le variazioni di capacità ottenibili in funzione di vari tipi di diodi, tenuto conto del valore della tensione di polarizzazione. Le curve di

fig. 3 si riferiscono al diodo a capacità variabile tipo HC 7002 usato nello schema di fig. 2. Le relazioni fra le due curve sono nella forma:

$$C = 100/V^{0,46} \qquad f = A/\sqrt{C}$$

essendo A definito dal rapporto con i valori degli elementi che entrano nella composizione del circuito di sfasamento C.D.

UN MISCELATORE UNIVERSALE

Il miscelatore a bassa frequenza, il cui schema è illustrato in fig. 2, presenta numerose possibilità di impiego. Nel suo assieme l'apparecchiatura comprende due magnetofoni, un amplificatore di potenza, un altoparlante, un giradischi, due cuffie, un microfono e il miscelatore. L'autore ha studiato il miscelatore per la rieducazione dei deboli d'udito.

I due magnetofoni sono di tipo normale ed hanno gli altoparlanti incorporati; sulla bobina mobile è prevista un'uscita a bassa frequenza (dal secondario del trasformatore d'uscita) a meno che i magnetofoni non siano già provvisti di « jack » che interrompono l'attacco alla bobina mobile dell'altoparlante quando si innesta la spina per la derivazione verso l'esterno.

I « pick-up » dei giradischi sono del tipo a riluttanza variabile, mentre il microfono, ceramico o piezoelettrico, è ad alta impedenza.

L'amplificatore ad alta fedeltà ha la potenza d'uscita di 10 W modulati. Le cuffie (controllo 1 e controllo 2) sono a cristallo, a bassa impedenza, corrispondenti cioè all'impedenza della bobina mobile degli altoparlanti.

Schema di principio

La fig. 1 mostra lo schema completo del miscelatore. In esso vengono usate due valvole 7025, che sono due doppi triodi antimicrofonici a bassa rumorosità. Come raddrizzatrice dell'alta tensione di alimentazione anodica è usata la 6X4.

Il triodo V1a è collegato come preamplificatore del pick-up. I circuiti di questo stadio sono stati studiati allo scopo di ottenere una curva di risposta lineare, in combinazione con pick-up a riluttanza variabile, oppure con altri di tipo magnetico.

Il triodo V2a è usato come preamplificatore microfonico. La tensione d'uscita dei magnetofoni è di ampiezza tale da non richiedere ulteriori preamplificatori. Un circuito di attenuazione è anzi previsto per ridurre l'eventuale ronzìo proveniente dai magnetofoni.

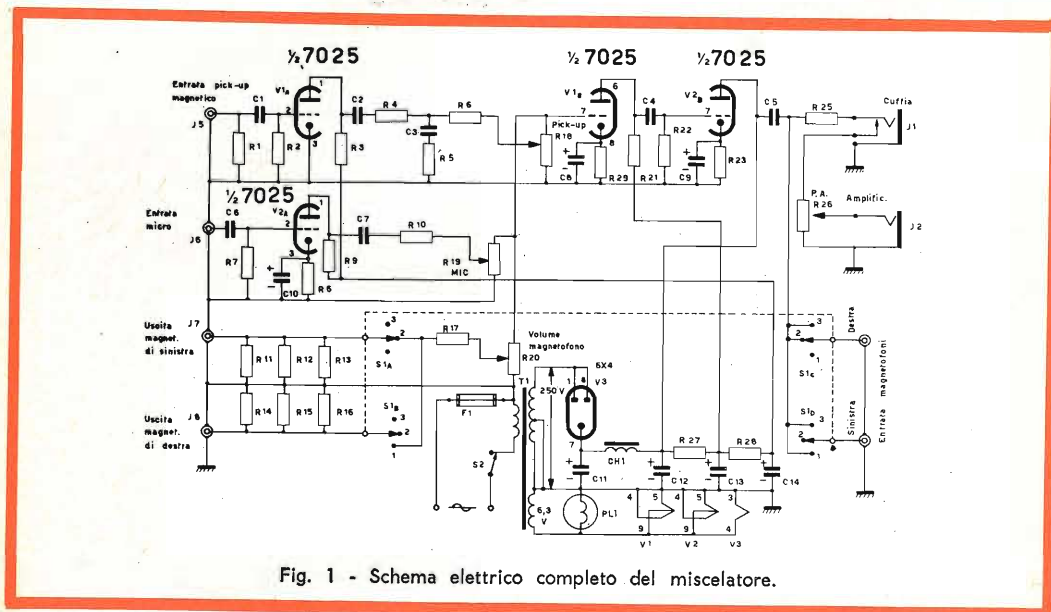



Fig. 1 - Schema elettrico completo del miscelatore.

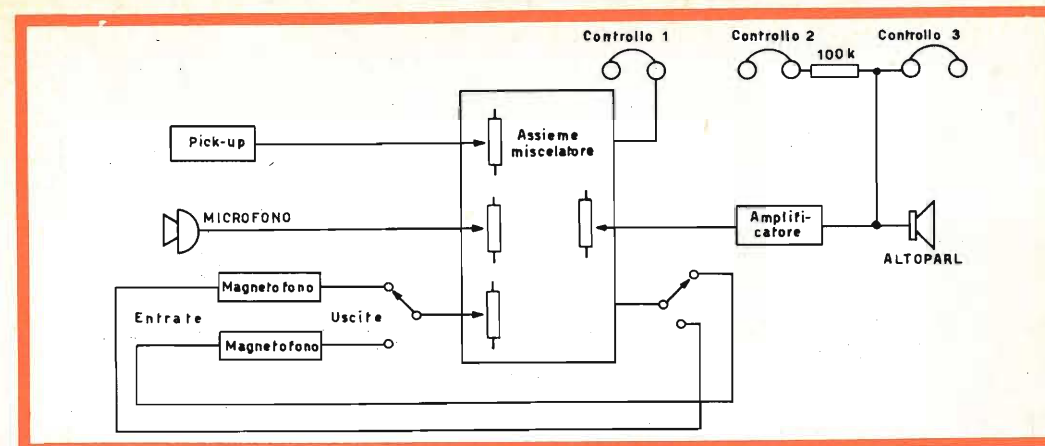



Fig. 2 - Assieme delle apparecchiature costituenti il miscelatore a bassa frequenza.

I circuiti $S1_A$ ed $S1_B$ del commutatore S1 selezionano le tensioni d'uscita dei magnetofoni, mentre i circuiti $S1_C$ ed $S1_D$ commutano l'uscita del miscelatore all'entrata del magnetofono che si vuole inserire.

Il volume del pick-up, del microfono e dei due registratori viene regolato indipendentemente da distinti potenziometri, in modo da rendere possibile qualsiasi effetto di sovrapposizione e di miscelazione.

L'amplificazione di tensione per le cuffie di controllo, per l'entrata all'amplificatore di potenza e ai due magnetofoni, è assicurata dai triodi $V1_B$ e $V2_B$ collegati in cascata. Con l'inserimento del « jack » Mon 1 della cuffia, viene ad essere interrotto il collegamento con l'amplificatore di potenza. Si evita così una eventuale reazione acustica fra microfono e altoparlante, durante la registrazione. Il terzo controllo in cuffia, effettuato all'uscita dell'amplificatore, serve ad assicurare un'uscita sufficiente, affinchè il debole di udito possa percepire con chiarezza la voce dell'istruttore. Quest'ultimo può usare simultaneamente il microfono insieme al paziente affetto da sordità, ed entrambi possono studiare, su di uno specchio, i movimenti dell'articolazione. L'istruttore inserisce la sua cuffia sul « jack » Mon 2.

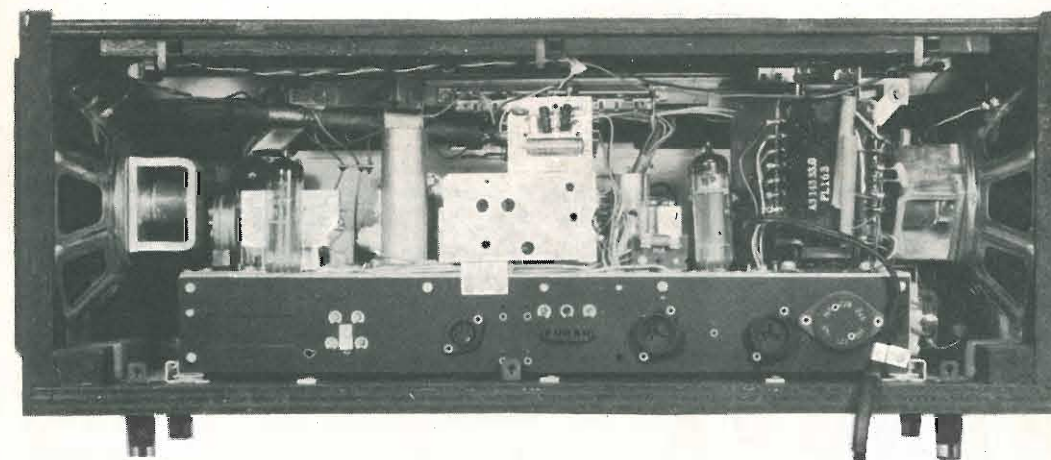
Lo schema mostra chiaramente i circuiti di selezione e di miscelazione dei differenti segnali. I potenziometri R18, R19 ed R20 controllano rispettivamente il volume del pick-up, del microfono e del magnetofono che si trova in posizione di lettura. Soltanto l'uno o l'altro dei magnetofoni può trovarsi in tale posizione.

Il potenziometro R26 effettua la regolazione dell'ampiezza dei segnali di bassa frequenza miscelati, applicati all'entrata dell'amplificatore di potenza. Questo comando viene escluso dal circuito con l'inserimento del jack J1. Il collegamento con l'amplificatore di potenza si effettua inserendo l'entrata di quest'ultimo nel « jack » J2.

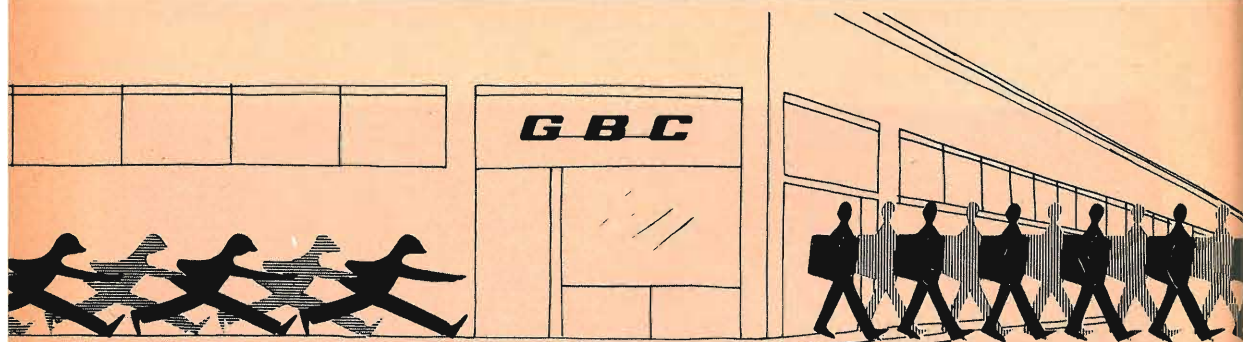
Nella posizione 1 del selettore S1, l'uscita del magnetofono di destra è collegata al miscelatore, mentre l'uscita del magnetofono di sinistra è collegata all'entrata del miscelatore. Sulla posizione 2, l'uscita del magnetofono di sinistra è connesso al miscelatore e l'entrata del magnetofono di destra all'uscita del miscelatore. Nella posizione 3, le uscite dei due magnetofoni sono entrambe deconnesse, mentre le relative entrate sono collegate in parallelo all'uscita del miscelatore.

Sulla posizione 1, l'operatore può ascoltare la registrazione sul magnetofono di destra e registrarla su quello di sinistra, usando nello stesso tempo il pick-up o il microfono per una eventuale sovrapposizione. Sulla posizione 2, sono possibili le stesse operazioni, ma con l'uso del magnetofono di sinistra. Infine, sulla posizione 3, si ha la possibilità di effettuare registrazioni simultanee con i due magnetofoni.

Una vista dello studio per le trasmissioni stereo; ogni elemento è duplice. Sul fondo si vedono i microfoni che nella trasmissione stereo devono essere piazzati con molta accuratezza.

RICEZIONE DI PROGRAMMI RADIO STEREOFONICI - In occasione della mostra Radio e TV a Berlino dal 30 Agosto al 7 Settembre è stata effettuata una dimostrazione di ricezione di suono stereofonico via-radio. Il cuore del ricevitore-stereo è costituito dal cosidetto « decoder »: un ingegnoso circuito elettronico che « decifra » il segnale RF-stereo captato dall'antenna trasformandolo nei due segnali stereo, rispettivamente di destra e di sinistra. Dal lato del trasmettitore si trova un altro circuito elettronico chiamato « coder » che effettua la funzione opposta a quella fatta dal « decoder » nel ricevitore. La trasmissione deve aver luogo in locali e con apparecchiature identiche a quelle impiegate per la registrazione dei dischi stereofonici. Si richiedono, inoltre, pannelli-monitori per il controllo, in ogni istante, dell'andamento del segnale lungo tutta la catena di trasmissione, e cioè, dai microfoni, attraverso gli impianti amplificatori, il circuito « coder », fino all'antenna. Con il sistema attualmente in uso, due segnali vengono simultaneamente « applicati » alla portante. Il primo è un normale segnale « monofonico » che contiene tutto il contenuto del brano musicale. Il secondo è un segnale « direzionale », vale a dire, un segnale che contiene l'informazione riguardante la direzione secondo la quale il suono raggiunge i microfoni ed è quello che riproduce nel ricevitore l'effetto stereofonico. Il segnale monofonico viene trasmesso con i consueti sistemi, e può quindi essere ricevuto e riascoltato con un normale ricevitore non predisposto per la ricezione di segnali stereo. Le trasmissioni stereo possono quindi essere ricevute senza difficoltà con un ricevitore convenzionale, naturalmente, non in forma stereofonica. Se invece si possiede un ricevitore stereo, il circuito « decoder » si incarica, tramite il segnale « direzionale », di riprodurre in forma stereofonica il programma trasmesso.

Pannello con monitori progettato dalla Technical Service della N. R. U. (Netherlands Radio Union). Si notano alcuni giradischi per la riproduzione di dischi stereofonici.

attualità

Ricevitore per la ricezione stereo. In basso, vista posteriore di un ricevitore stereo; si notino i due classici canali di bassa frequenza terminanti con i due altoparlanti simmetrici; al centro è visibile il circuito « decoder ».

"MAGIC RAY"

COMANDO A DISTANZA PER TELEVISORI

Più volte ci eravamo posti il problema di realizzare un comando a distanza di semplice esecuzione e di sicuro funzionamento; un qualcosa che consentisse, per esempio, il cambio canali a distanza del televisore, o più semplicemente l'accensione e lo spegnimento dello stesso.

I primi tentativi furono dei veri e propri radiocomandi, con tanto di trasmittente e ricevente a transistori e valvole: insomma degli aggeggi piuttosto complessi, costosi e di funzionamento abbastanza critico.

La nostra intenzione era diretta, invece, alla realizzazione di un apparecchio destinato soprattutto a chi con la radiotecnica è alle prime armi e mira solamente al risultato, cioè a commutare i canali del proprio televisore rimanendo comodamente seduto in poltrona.

Postoci così il problema, intuimmo che il comando poteva essere realizzato a cellula fotoelettrica, di modo che il trasmettitore si riduceva a una semplice torcia a pile, e il ricevitore poteva essere costruito da chiunque molto semplicemente, impiegando materiali di basso costo.

Un apparecchio di tal genere non è proprio una novità in campo radioelettrico, ma ciò nonostante è stato studiato con un certo criterio e pensiamo possa interessare molti dei nostri Lettori.

L'abbiamo descritto, e quindi potrà essere costruito, sia come semplice interruttore a distanza che nella versione cambio canali televisivi; il circuito è interamente realizzato su piastra stampata e i componenti necessari sono tutti disponibili presso qualsiasi magazzeno di vendita G.B.C.

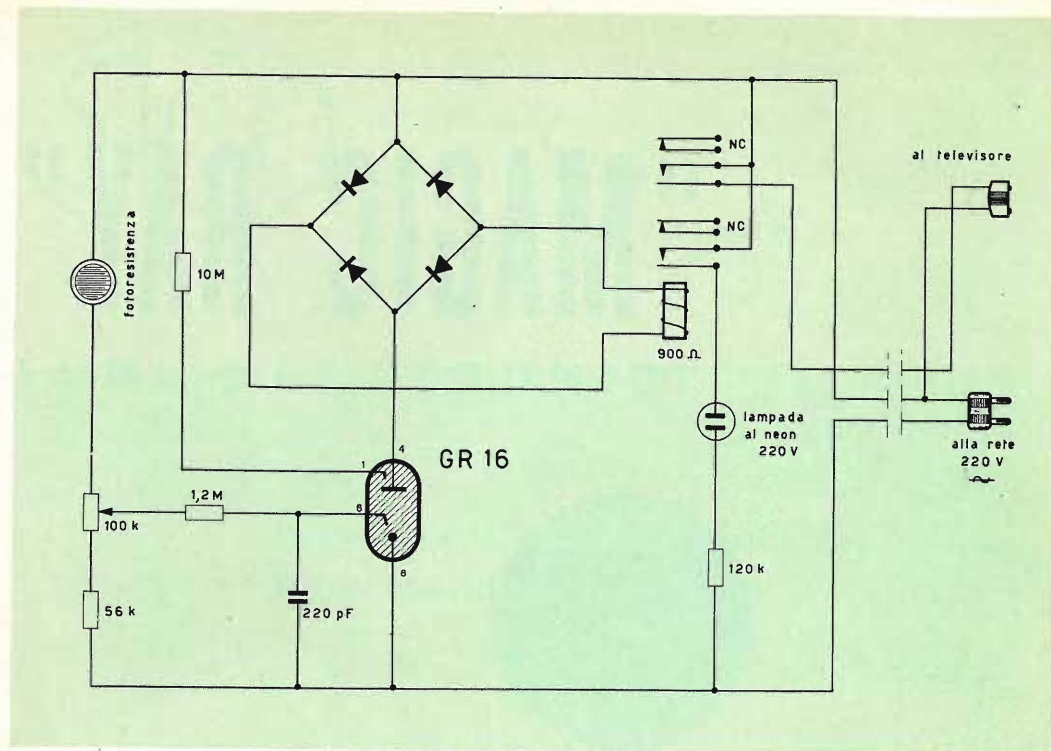



Fig. 1 - Schema elettrico del comando a distanza per televisori.

Il circuito elettrico

È quanto di più semplice si possa immaginare e si riduce, quasi, ad un solo relais elettronico o, per essere più precisi, ad una valvola a catodo freddo.

Questa si compone di un bulbo di vetro contenente un gas raro, nell'interno del quale si trovano tre elettrodi, e cioè: una placca, un catodo, ed un terzo elettrodo chiamato « starter » o elettrodo di controllo.

Come essa è inserita in circuito ce lo mostra la fig. 1.

I conduttori di rete fanno capo, da un lato, al catodo, e dall'altro, tramite un raddrizzatore a ponte, alla placca della valvola.

Il passaggio di corrente tra placca e catodo si stabilisce allorché si dà allo starter una certa tensione chiamata appunto d'innesco, di valore leggermente inferiore a quella di placca.

In queste condizioni si stabilisce prima una corrente catodo starter, poi il gas circostante si jonizza favorendo così l'innesco placca catodo.

Quando la tensione applicata sulla placca si abbassa al disotto di un certo valore, la valvola si disinnesca e avviene quindi l'interruzione del circuito.

È evidente che, alimentando la valvola con corrente alternata, si ha automaticamente il disinnesco alla fine di ciascuna semionda positiva.

La fig. 1 ci mostra lo schema elettrico dell'intero complesso; come si può notare, lo starter della valvola GR16 è collegato a un partitore derivato sulla linea d'alimentazione. Uno dei bracci è costituito dalla resistenza da 56 Kohm, più una certa porzione del potenziometro da 100 Kohm: l'altro braccio è la somma del restante valore del potenziometro e della fotoresistenza.

Questo è l'elemento che pilota tutto il complesso ed è sensibile ad una qualsiasi sorgente luminosa: infatti la sua resistenza diminuisce direttamente con l'illuminazione e, dato il collegamento suaccennato, varia di conseguenza la polarizzazione dello starter della valvola.

La funzione del potenziometro è intuitiva: dovendo infatti l'apparecchio funzionare nelle condizioni d'illuminazione ambiente più diverse, è necessario poter variare il valore base della presa sul partitore per avere sempre la medesima soglia d'innesco della valvola. La resistenza da 1,2 Mohm è indispensabile per limitare la corrente starter-catodo a poche centinaia di micro-ampères; il condensatore da 220 pF invece, sommandosi alla capacità starter-catodo, contribuisce ad aumentare la sensibilità d'innesco della valvola. Questo tipo di tyratron, infatti, potrebbe essere pilotato, oltre che per variazione di tensione, anche per variazione di capacità.

Da prove effettuate, il valore di 220 pF è risultato il massimo da adottare per un buon funzionamento della valvola.

Veniamo ora al carico anodico.

La soluzione più logica sarebbe stata quella di inserire direttamente il relais in serie alla placca, ma ciò in pratica non è possibile senza particolari accorgimenti.

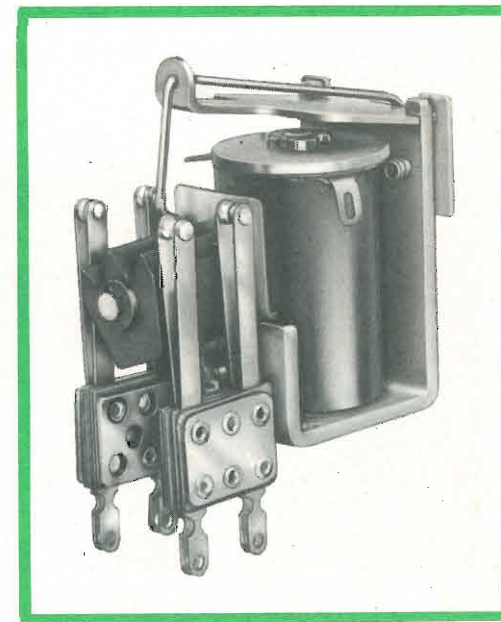
Infatti la corrente anodica, come precedentemente spiegato, è a carattere impulsivo, inadatta quindi ad eccitare un relais per corrente continua come è il tipo da noi impiegato.

In queste condizioni l'ancorina mobile, invece di uno scatto deciso, sarebbe portata a « trillare » teoricamente a 50 periodi: in pratica tale frequenza è troppo alta per l'inerzia meccanica del relais, e l'ancorina vibrerebbe a una frequenza inferiore, ma comunque in modo disastroso per il buon funzionamento del complesso.

A questo punto le soluzioni sono diverse: la prima potrebbe essere quella di avvolgere l'eccitazione del relais con una grossa spira di rame in corto circuito, in modo da ritardarne l'azione di rilascio.

Un altro sistema è quello di porre in parallelo all'avvolgimento del relais un condensatore di sufficiente capacità.

Una ulteriore soluzione è quella di collegare in parallelo al relais un raddrizzatore polarizzato opportunamente, ed è su quest'ultima soluzione che ci siamo orientati nel progetto del nostro telecomando, impiegando non un semplice raddrizzatore ma uno di tipo « a ponte », collegandone

Valvola a catodo freddo tipo GR16.

Relais passo-passo G/1490-1.

i terminali « entrata alternata » alla placca della valvola e alla rete di alimentazione e i terminali « uscita continua » ai capi del relais.

Questo non è di tipo polarizzato, quindi il collegamento ai punti positivo e negativo non ha alcuna importanza; presenta circa 900 ohm di resistenza ohmica: la corrente anodica in queste condizioni è circa 35 mA, al di sotto quindi del 40 mA massimi dati dalla casa costruttrice della valvola GR16. Non dimentichiamo poi che la valvola rimane innescata solo per il breve tempo durante il quale la fotoresistenza viene colpita dal fascio luminoso; la sua durata quindi è praticamente illimitata.

Il relais da noi impiegato merita qualche parola di più. È del tipo passo-passo, la sua ancorina cioè non gioca fra due serie di contatti, come avviene per i comuni relais, ma provoca alternativamente ad ogni scatto la rotazione di una camme che comanda due coppie di contatti.

Ad ogni impulso di eccitazione si avrà quindi l'inversione dei contatti (più precisamente da un lato due chiusure e dall'altro due aperture), e all'impulso successivo il contrario.

Usando il telecomando per accendere e spegnere a distanza il televisore, la radio o qualsiasi altro meccanismo, è sufficiente un solo contatto di chiusura.

C/264 - Spina-presa speciale per alimentare il telecomando e contemporaneamente accendere o spegnere il televisore.

Noi abbiamo voluto arricchire il complesso aggiungendo una lampadina al neon che indica l'avvenuta commutazione e la posizione di « inserito » dell'apparato utilizzatore. A questo scopo si è utilizzato il secondo contatto di chiusura collegando la lampada al neon attraverso una resistenza limitatrice di corrente da 120 Kohm. In questo modo, due sono i contatti utilizzati e due i contatti lasciati liberi e non connessi.

Ritornando allo schema elettrico di figura 1, si vede come un cordone a tre conduttori sia sufficiente ad assicurare l'alimentazione al telecomando e contemporaneamente a dare tensione all'utilizzatore attraverso una speciale spina-presa.

Fig. 2 - Circuito stampato O/179-9 per la realizzazione del comando a distanza per televisori, che verrà inviato in omaggio agli abbonati per il 1964.

Il circuito stampato

Al solito, per rendere più semplice il montaggio del comando, si è ricorsi al circuito stampato riprodotto in grandezza naturale dalla fig. 2.

Come costruirsi questo circuito, è stato più volte illustrato su questa rivista, non vale quindi la pena di ripetersi: ricorderemo soltanto che esso può essere facilmente costruito dall'amatore impiegando la trousse « Print-Kit » della G.B.C. che contiene tutto il necessario per la realizzazione.

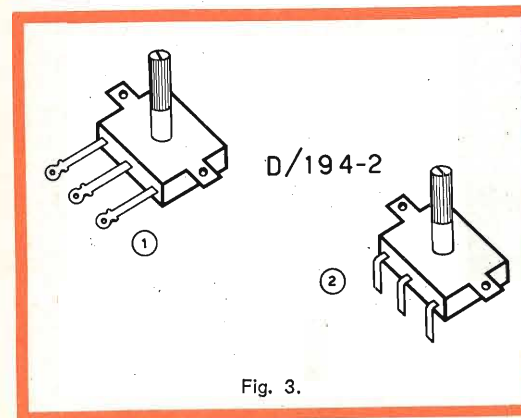



Fig. 3.

Preparazione dei componenti

Primo di iniziare il cablaggio della piastrina stampata, è utile « preparare » alcuni componenti al fine di sveltire le successive operazioni di montaggio.

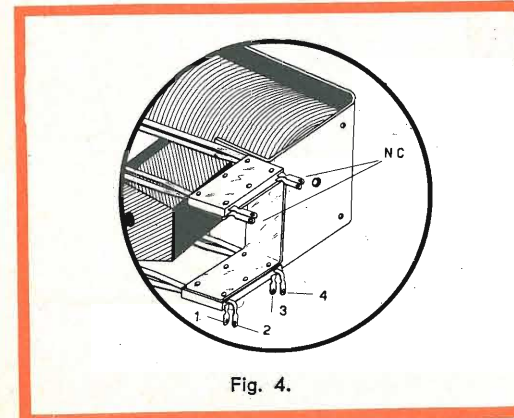



Fig. 4.

Potenziometro da 100 Kohm

Come illustrato nella fig. 3, tagliare i terminali a circa $6 \div 7$ mm dal corpo del potenziometro e successivamente piegarli a 90°, aggiustandoli con una pinza a punte piatte, in modo che risultino perfettamente allineati e distanziati.

Relais

Nessun supporto è previsto per il fissaggio del relais sul circuito stampato. All'atto pratico abbiamo constatato che anche affidando l'ancoraggio esclusivamente alla saldatura dei terminali, il relais rimaneva sufficientemente fissato alla piastrina di bakelite. Il fissaggio avviene tramite le pagliette dei contatti indicate in fig. 4 coi numeri 1-2-3-4, e con il collegamento della bobina di eccitazione che risulta sotto il relais e non è visibile in figura.

Queste cinque pagliette vanno tutte piegate ortogonalmente all'asse del relais.

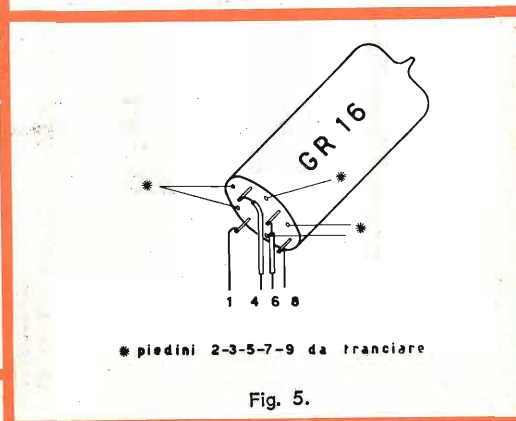



Fig. 5.

Raddrizzatore a ponte

Anche per questo componente piegare i quattro terminali a 90° dal lato dove non si trova alcuna dicitura.

Valvola GR16

Come mostra la fig. 5 tagliare con un tronchesino i piedini 2-3-5-7-9; sugli altri saldare degli spezzoni di filo di rame stagnato.

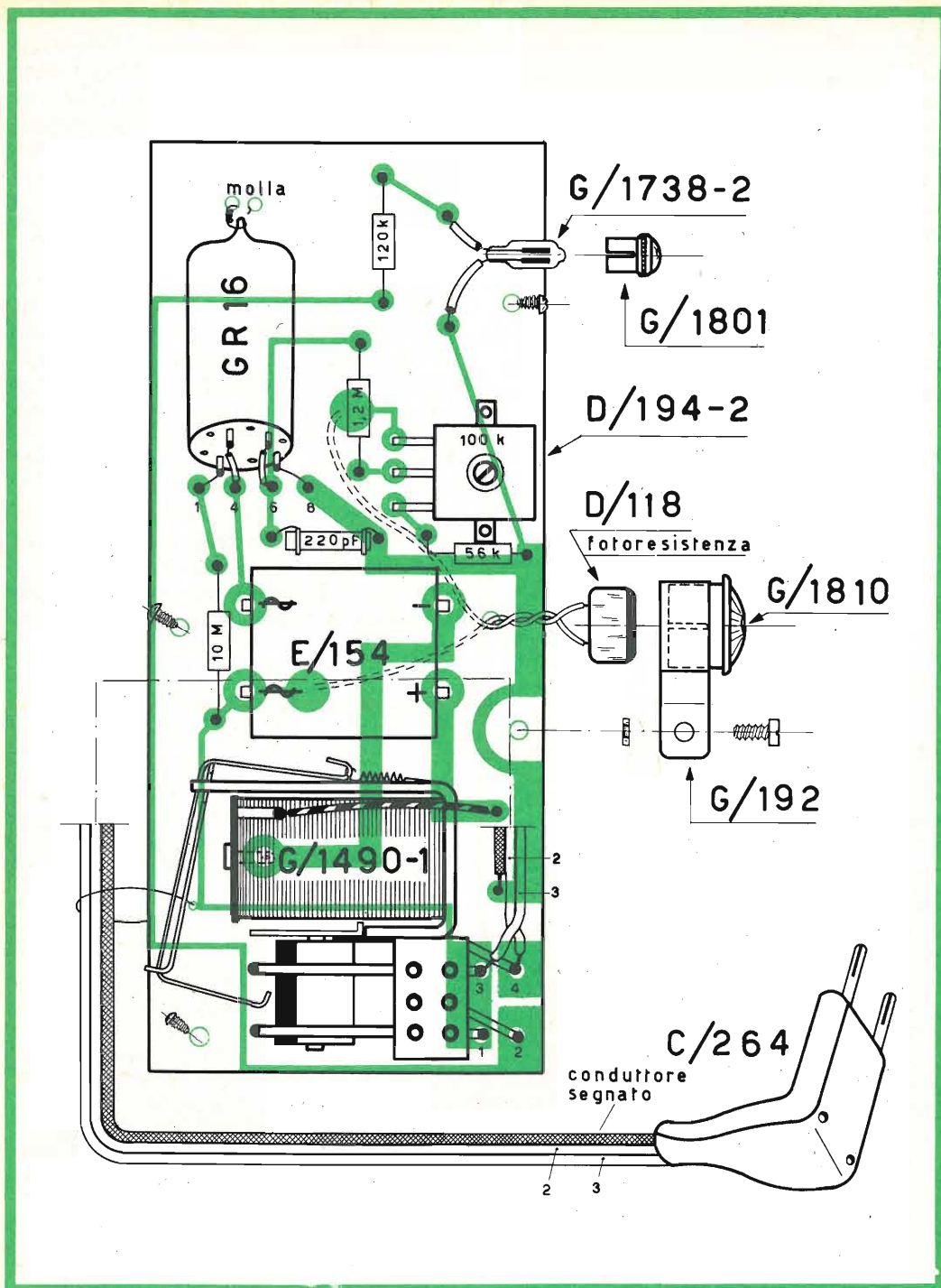



Fig. 7 - Schema di cablaggio del comando a distanza per televisori.

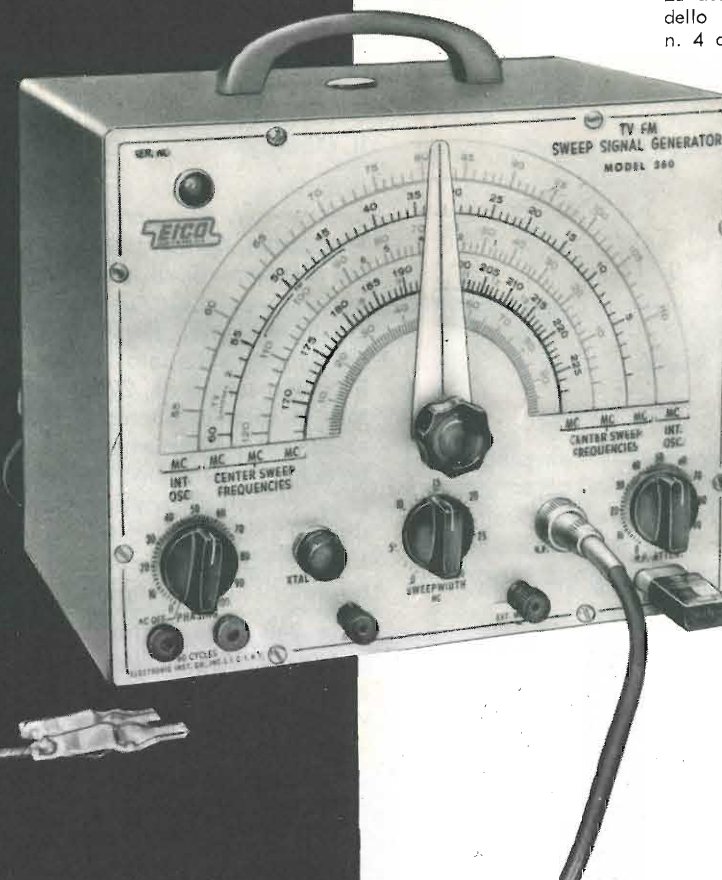
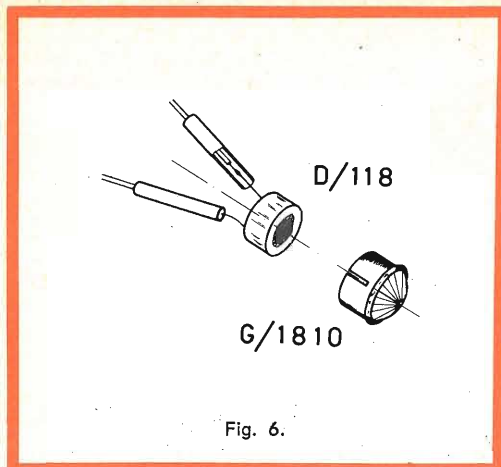



Fig. 6.

Sui collegamenti relativi ai piedini 4 e 6, forzare due pezzettini di sottile tubetto sterlingato per evitare eventuali corti circuiti. Ricordiamo che sui piedini della valvola è presente la tensione di rete a 220 volt.

Fotoresistenza

Facendo riferimento alla fig. 6 tagliare i terminali a circa 6÷7 mm e saldare due spezzoni di trecciola sottile lunghi circa 10 cm: i punti di saldatura devono essere poi protetti con due pezzettini di tubetto sterlingato.

Lampada al neon

Sui terminali della lampadina forzare del tubetto sterlingato per una lunghezza di circa 15÷20 mm; i fili uscenti devono essere puliti accuratamente con tela smeriglio, per togliere l'eventuale deposito di smalto.

Il cablaggio

Ammesso che siano state eseguite perfettamente le operazioni di preparazione dei componenti di cui sopra, il cablaggio illustrato dalla fig. 7 risulta di una semplicità assoluta. Per prima cosa infilare nel circuito stampato le quattro resistenze, il condensatore da 220 pF e il raddrizzatore al selenio. Successivamente infilare e saldare il potenziometro da 100 Kohm e la lampada al neon. Tagliare con il tronchesino tutti i terminali eccedenti. Introdurre i quattro fili della valvola GR16 nei fori corrispondenti: curare che appoggi bene sul circuito stampato.

La valvola è anche fissata di testa per mezzo di una molla: questa la trattiene al circuito sfruttando il nasello che, nelle valvole « tutto vetro », è originato dalla vuotatura e chiusura col cannello a gas.

La fotografia di fig. 8/A comunque dovrebbe chiarire ogni dubbio possibile circa il fissaggio della valvola. Montare quindi il relais: se le pagliette sono state precedentemente piegate con cura, non si dovrebbe incontrare alcuna difficoltà.

Facendo sempre riferimento allo schema di cablaggio di fig. 7, effettuare il collegamento del capo superiore dell'avvolgimento di eccitazione, che dovrà essere portato sul telaietto con un breve tratto di trecciola.

Effettuare quindi i collegamenti della fotoresistenza, facendo passare la trecciola attraverso l'apposito foro praticato sul circuito e saldandone i terminali sulle placchette di rame non forate. La fotoresistenza va quindi introdotta nella gemma G/1810, e il tutto deve essere successivamente fissato al circuito stampato per mezzo del supporto G/192.

Operazioni finali

Far passare il cordone a tre conduttori attraverso il foro praticato nella scatola di plastica, e collegare i terminali ai punti indicati sulla figura 7. Tener presente che il cordone ha un segno di riferimento su un lato, il che permette di individuare l'esatta disposizione dei tre capi, così come sono stati collegati nella speciale spina-presa. Ancorare saldamente il cordone alla basetta per mezzo di uno spezzone di filo stagnato. Fissare successivamente il circuito stampato, completamente montato, sulla base di plastica per mezzo di tre vitine autofilettanti; avvicinare alla gemma piccola la lampadina al neon, di modo che una volta illuminata risulti ben visibile dall'esterno.

Chiudere quindi la scatola con il relativo coperchio a scatto, avendo cura che il cordone all'interno segua il percorso indicato in figura 7.

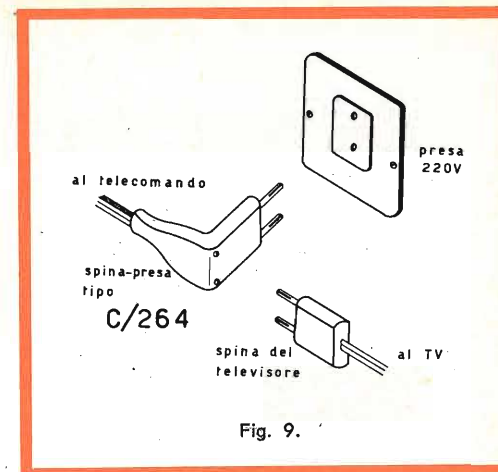



Fig. 9.

Taratura

Infilare la spina speciale C/264 in una presa di corrente a 220 V, e la spina dell'utilizzatore (televisore, radio, ecc.) nella stessa spina C/264, come d'altra parte è chiaramente indicato nella figura 9.

A questo punto, l'unica operazione da compiere è la regolazione della sensibilità: togliere il coperchio a scatto e raggiungere con un cacciavite a lama sottile il potenziometro da 100 kohm. Questo verrà girato fino ad ottenere l'innesco della valvola, poi si ritorni leggermente indietro fino allo spegnimento della stessa.

Durante questa operazione si avrà cura di non oscurare la fotoresistenza, di modo

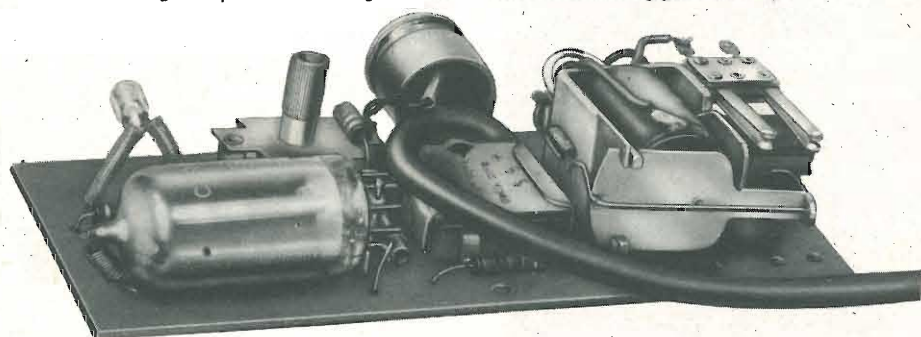



Fig. 8/A - Il telecomando a cablaggio ultimato; da sinistra si può notare: la valvola GR16, il raddrizzatore E/154, e il relais G/1490-1.

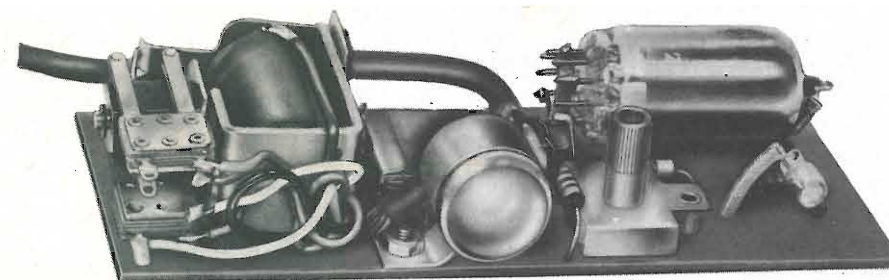



Fig. 8/B - Da sinistra: il relais G/1490-1, la fotoresistenza D/118 montata nella gemma G/1810 e fissata sulla basetta tramite il supporto G/192, il potenziometro D/194-2, e la lampadina al neon G/1738-2.

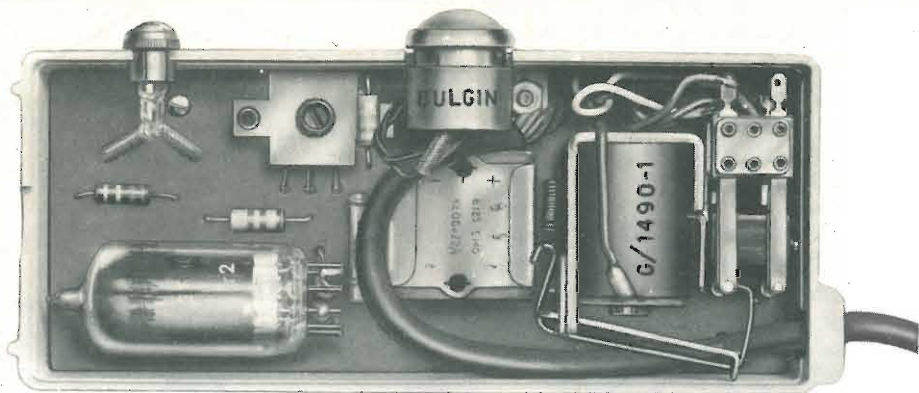



Fig. 8/C - Il telecomando già fissato nell'involucro di plastica V/107.

che il telecomando risulti effettivamente tarato sulla luce ambiente.

In queste condizioni, indirizzando verso la cellula un raggio luminoso, si provocherà l'innesco della valvola e quindi il comando d'accensione del televisore, della radio, ecc. Un successivo impulso luminoso provocherà una nuova eccitazione del relais e quindi lo spegnimento dell'apparecchio derivato, e così via finché si vuole.

CAMBIO DEI PROGRAMMI TELEVISIVI A DISTANZA

Abbiamo descritto una delle applicazioni, forse la più semplice del nostro telecomando; esso però può essere impiegato, dai più esperti, per azionare ad esempio il cambio del canale televisivo: ripetiamo però che è questa un'operazione possibile solo ai più esperti, gli altri finirebbero certamente col guastare il televisore, quindi consigliamo a questi la prudenza.

Noi in laboratorio abbiamo effettuato il montaggio servendoci di un televisore G.B.C. UT/123B; per coloro che disponessero di un diverso televisore dovrà essere, caso per caso, studiato un circuito analogo.

Nulla deve essere modificato sia nel televisore che nel telecomando: nel primo occorre saldare, come è indicato in fig. 10, quattro fili sulla tastiera di commutazione canali e due sull'alimentazione 220 V dopo l'interruttore d'accensione; sul secondo cambiare gli attacchi al relais G/1490-1 e sostituire il cavo a tre conduttori con la spina presa C/264, con uno a 6 conduttori e spina del tipo miniatura a 7 piedini.

Operazioni da effettuare sul televisore

Smontare in parte il frontale dell'apparecchio sino a che il commutatore canali VHF/UHF sia perfettamente accessibile; effettuare i collegamenti come da fig. 10 con della trecciola a 6 conduttori tipo C/205.

I terminali faranno capo a uno zoccolo miniatura tipo G/2618 che dovrà essere successivamente fissato sul retro del televisore, o comunque su un lato del televisore accessibile dall'esterno senza fatica; per maggior chiarezza precisiamo che lo zoccolo con i relativi piedini è visto dal lato saldature.

Il televisore a questo punto può essere senz'altro rimontato, non essendo necessaria alcun'altra modifica.

Ripetiamo però che pur essendo le varie operazioni descritte relativamente semplici, si rende necessaria una manomissione del televisore che deve essere condotta con molta cautela e, comunque, affrontata solo da chi ha una buona esperienza nel ramo.

Operazioni da effettuare sul telecomando

Procedere, come precedentemente descritto per ottenere l'accensione e lo spegnimento a distanza, sino alla sistemazione del relais sul circuito stampato: varia infatti la disposizione dei contatti che, per la versione cambio-canali, è riportata in fig. 11. I contatti indicati coi numeri 3 e 4 non devono più essere saldati al circuito stampato, di modo che il relais rimane fissato alla basetta per mezzo dei contatti 1-2 e della paglietta dell'avvolgimento d'eccitazione posta inferiormente.

Con una trecciola a 6 conduttori (C/205) effettuare i collegamenti di fig. 11; attorcigliare bene i fili, quindi forzarli su un tubo di plastica di diametro opportuno

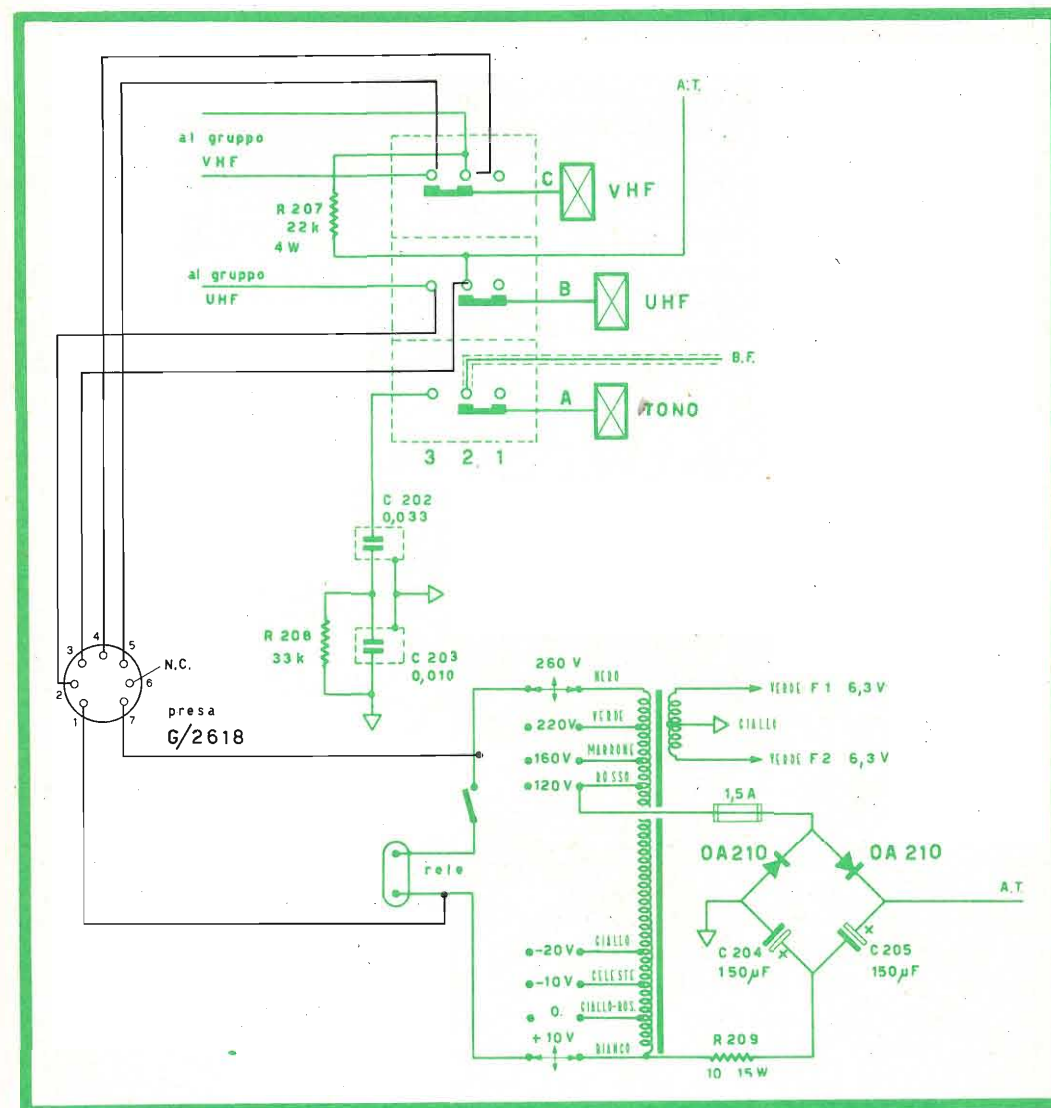



Fig. 10 - Collegamenti da effettuare sul televisore per il cambio a distanza dei canali. Una presa a 9 piedini G/2618 consente l'allacciamento con il telecomando a raggio luminoso.

(C/307). Far passare questo attraverso il foro predisposto nella scatola di plastica e saldare i capi dei 6 fili a una spina a 7 piedini tipo G/2451, rispettando la disposizione dei vari colori.

Se sorgessero dei dubbi sull'esattezza o meno dei collegamenti eseguiti, tener presente che la spina di fig. 11 deve logicamente adattarsi alla presa di fig. 10, che le due coppie di contatti del relais contrassegnate coi numeri 3/4 e 7/8 devono rispettivamente far capo all'inserzione dei gruppi UHF e VHF, e che l'alimentazione a 220 V è collegata al contatto 1 e a un punto di ancoraggio sul circuito stampato.

Come si potrà notare, la lampadina al neon rimane collegata anche nella versione del telecomando per il cambio canali: seguendo i vari collegamenti non è difficile osservare come questa rimanga accesa quando il relais si trova commutato nella posizione UHF (2° programma).

Taratura e funzionamento

Prima di chiudere la scatola del telecomando procedere alla regolazione del potenziometro da 100 kohm come precedentemente descritto.

Per quanto riguarda la sistemazione dell'apparecchio non s'impongono posizioni obbligate o particolari: logicamente bisognerà evitare che luci ambientali violente colpiscano la fotoresistenza, altrimenti questa mal reagirebbe alle ulteriori variazioni di luce della lampadina di comando.

Per il funzionamento del sistema occorre che i due tasti posti sul televisore per il cambio manuale dei canali VHF e UHF siano entrambi alzati, che cioè nel televisore non sia già effettuata una commutazione e il relais del telecomando possa così agire efficacemente.

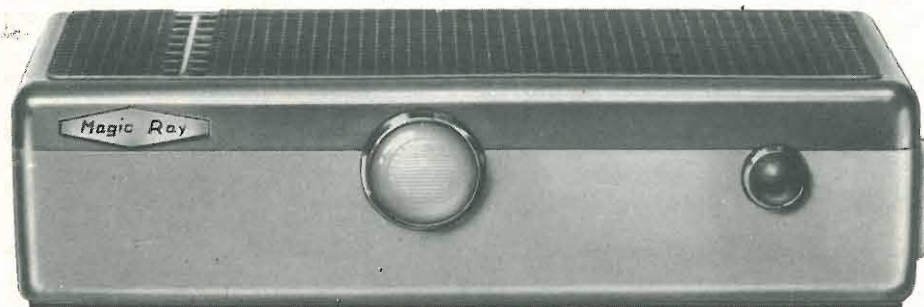
Nel televisore G.B.C. tipo UT/123-B la tastiera consente questa posizione di

Fig. 11 - Collegamenti da effettuare sul telecomando per ottenere il cambio dei canali televisivi a distanza. La spina G/2451 deve adattarsi alla presa G/2618 di fig. 10, quindi per la saldatura, logicamente, invertire l'ordine dei piedini.

Materiale tipo	Catalogo G.B.C.	Prezzo listino
Fotoresistenza	D/118	600
Tyratron	GR16	3.450
Raddrizzatore a ponte	E/154	840
Relais passo-passo	G/1490-1	1.980
Lampadina al neon	G/1738-2	378
Potenziometro 100 k	D/194-2	290
Circuito stampato	O/179-9	900
Gemma grande bianca	G/1810	230
Gemma piccola rossa	G/1801	64
Scatola di plastica	U/107	580
Spina-presa speciale con 2 m di cordone	C/264	300
Resistenza 56 kΩ 5%	D/31	50
Resistenza 120 kΩ 10%	D/32	18
Resistenza 1,2 MΩ 10%	D/32	18
Resistenza 10 MΩ 10%	D/32	18
Condensatore 220 pF	B/15	34
Molla fermavalvola	O/951-1	12
3 viti autofilettanti	G/60	180%
Targhetta « MAGIC RAY »	——	38
Supporto per fotoresistenza	G/192	60
Dado 3MA	G/41	160%
Vite 3MA	G/22	152%
Per l'esecuzione « cambio canali »:		
Spina 7 piedini	G/2451	260
Tubo m 1,5	C/308	36
Treccia 6 conduttori m 1,5	C/205	100

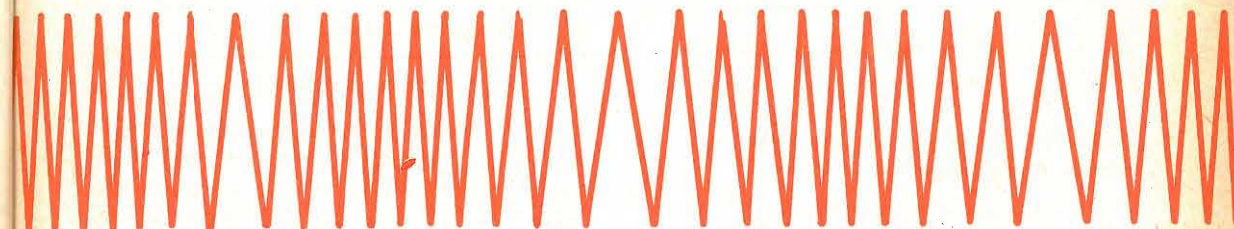
« folle » dei tasti senza che si renda necessario apportare alcuna modifica. Per televisori muniti di tastiera di diverso tipo ci è impossibile stabilire a priori quali siano le correzioni da fare, ma consigliamo senz'altro di sostituire la tastiera stessa, il che si risolve in ogni caso con una spesa di poche centinaia di lire.

Come sarà risultato chiaro seguendo la descrizione del nostro telecomando, il funzionamento è quanto mai semplice e sicuro, non vi sono parti soggette a deterioramento se non si considera il consumo della valvola, per la quale d'altra parte è previsto un funzionamento garantito di 25.000 ore; un altro lato interessante è il consumo praticamente nullo in assenza del segnale luminoso pilota.

Questo segnale può essere ottenuto con una comune torcia di tipo tascabile, nella quale però sia possibile concentrare il fascio luminoso in una zona abbastanza ristretta anche a distanza di 10 ÷ 15 metri.

Il comando a distanza per televisori « Magic Ray » completamente montato.

TASSA DI RADIODIFFUSIONE SUI RIVELATORI PER FILODIFFUSIONE

Il ministero delle Finanze con lettera n° 115048 del 19 novembre 1963 indirizzata all'A.N.I.E. comunica che, sentito anche il parere tecnico della Direzione Generale delle Dogane e Imposte Indirette, ritiene che sui rivelatori per filodiffusione non siano assoggettabili al tributo di cui alla legge 1560, in quanto i medesimi, essendo inidonei a ricevere a mezzo antenna onde elettromagnetiche irradiate « via aria », ma soltanto capaci di rivelare dette onde « convogliate » su filo, non possono essere considerati « apparecchi radioriceventi ».

LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

(I^a^ parte)

Questo è il primo di una serie di articoli dedicati alla modulazione di frequenza, un sistema di modulazione che si è molto sviluppato dopo la seconda guerra mondiale. Lo scopo di questi articoli è di familiarizzare il tecnico con i principi teorici e con quelli pratici relativi a questa branca della tecnica radio.

Il principio della modulazione di frequenza è noto da molto tempo e si può dire che risalga alle origini della tecnica radio-elettrica. In effetti, la prima pubblicazione sull'argomento è del periodo precedente la prima guerra mondiale (1912), ma solo nel 1936 i vantaggi e le possibilità di questo tipo di modulazione furono oggetto di ricerche approfondite. Queste ricerche, effettuate dall'americano Armstrong, un ingegnere radiotecnico molto conosciuto, ebbero come risultato, specialmente negli Stati Uniti, di attirare l'attenzione dei tecnici sulla modulazione di frequenza.

D'altra parte, fu solo con la fine della seconda guerra mondiale che l'applicazione della modulazione di frequenza alla radio-diffusione, assunse grandi proporzioni. Attualmente, la situazione è tale, che in molte Nazioni è in funzione una rete di stazioni di radio-diffusione a modulazione di frequenza.

Il concetto di modulazione

Prima di dare uno sguardo al principio della modulazione di frequenza, esamineremo cosa si intende per **modulazione,** e quali sono i sistemi di modulazione attualmente in uso nella radio-diffusione.

È noto che nelle radio-diffusioni si impiegano delle oscillazioni ad alta frequenza, che generalmente hanno una frequenza superiore a 150 kHz. Il segnale a bassa frequenza da trasmettere (musica o parola) è per così dire « iniettato » in queste oscillazioni, in modo tale che le oscillazioni ad alta frequenza, che hanno la possibilità di propagarsi a grandi distanze, servano da **portante** per il segnale a bassa frequenza. Questa « iniezione » del segnale a bassa frequenza sulle onde radio, è chiamata **modulazione.**

Le oscillazioni a bassa frequenza che sono iniettate sulle onde radio sono chiamate **frequenze di modulazione,** mentre le oscillazioni ad alta frequenza vengono denominate **onde portanti.**

Una portante ad alta frequenza (AF) consiste in una oscillazione sinusoidale

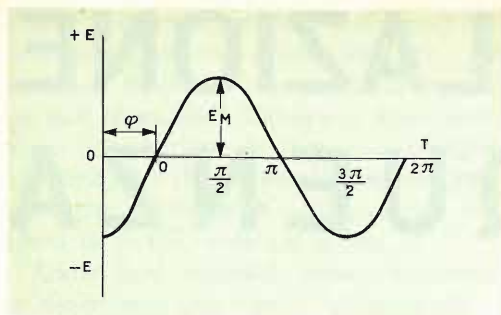



Fig. 1 - Oscillazione sinusoidale con i relativi parametri.

(vedi fig. 1), e può essere rappresentata mediante l'equazione:

$$E = E_M \text{ sen } (\omega t + \varphi).$$

Essa è quindi caratterizzata da 3 grandezze e cioè da:

l'ampiezza massima: E_M

la frequenza: $F = \frac{\omega}{2\pi}$ (dove ω è la frequenza angolare)

l'angolo di sfasamento: φ.

Tutti questi parametri sono rappresentati in fig. 1.

Quando una di queste grandezze (parametri) varia secondo il ritmo delle oscillazioni a BF (bassa frequenza) si ha la **modulazione.**

Se è l'ampiezza E_M che varia col ritmo delle oscillazioni a BF, abbiamo la **modulazione di ampiezza** (MA). Se invece è la frequenza che varia seguendo il ritmo delle oscillazioni a BF avremo la **modulazione di frequenza** (MF). Infine parleremo di **modulazione di fase** (MP) se è l'angolo di fase φ che varia seguendo il ritmo delle oscillazioni a BF.

Principio della modulazione di ampiezza

La modulazione di ampiezza è il metodo di modulazione più vecchio e fino ad ora anche il più usato. Come abbiamo visto, è l'ampiezza dell'oscillazione ad AF che varia secondo il ritmo della BF.

La fig. 2a, rappresenta un'onda portante sinusoidale, ad ampiezza costante. Il valore dell'ampiezza è uguale a E_{AF}. La figura 2b rappresenta il segnale di modulazione a BF, costituito da una semplice oscillazione sinusoidale di ampiezza uguale a E_{BF}. Il grado di influenza del segnale modulante a BF sulla portante ad alta frequenza viene chiamato **profondità di modulazione** (generalmente rappresentato con la lettera **m**), ed è definito come il rapporto fra le ampiezze dei segnali a BF e ad AF.

$$m = \frac{\text{Ampiezza del segnale a BF}}{\text{Ampiezza del segnale a AF}} \times 100\%$$

La figura 2c rappresenta un'onda portante, modulata dal segnale a BF di fig. 2b con una profondità di modulazione del 50%. Ciò significa che l'ampiezza del segnale a BF è uguale a metà dell'ampiezza del segnale ad AF.

La figura 2d rappresenta invece una portante modulata con una profondità di modulazione del 100%. Nel caso si trasmetta della musica o della parola, l'ampiezza del segnale a BF varia continuamente e perciò varierà anche **m**. In pratica il valore medio della profondità di modulazione non può essere scelto molto grande, altrimenti i picchi di modulazione provocherebbero della distorsione. Le stazioni di radiodiffusione sono regolate in modo tale che il valore medio di **m** risulti uguale a circa il 30%. Come si vede abbiamo in pratica un valore relativamente piccolo. Mediante misure o con degli sviluppi matematici, si può dimostrare che un'onda portante modulata in ampiezza, è costituita da numerose oscillazioni a frequenze differenti. Si può anche dimostrare che una portante modulata con una sola oscillazione sinusoidale è composta da 3 oscillazioni a differenti frequenze. Ve n'è una la cui frequenza è uguale a quella della portante, un'altra la cui frequenza è pari alla somma della frequenza portante e di quella a BF e un'altra ancora la cui frequenza è data dalla differenza fra la frequenza portante e quella del segnale a BF. Matematicamente ciò può essere ricavato nel seguente modo: l'onda portante può essere rappresentata dalla formula $E = E_M$ sen ω t (supponendo per semplificare che lo sfasamento φ sia zero), mentre il segnale a BF sarà rappresentato da $V = V_M$ sen pt.

Fig. 2 - a) Onda portante sinusoidale ad ampiezza costante. b) Segnale di modulazione a B.F. costituito da una semplice oscillazione sinusoidale. c) Onda portante modulata dal segnale a BF con una profondità di modulazione del 50%. d) Onda portante modulata con una profondità di modulazione del 100%.

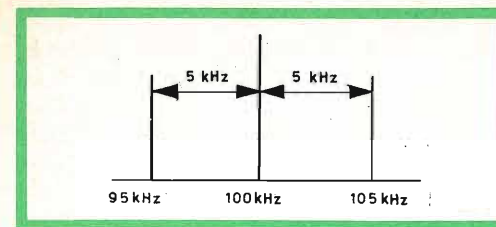



Fig. 3 - Onda modulata irradiata dal trasmettitore, composta da 3 segnali: una portante e due laterali simmetriche.

Fig. 4 - Portante modulata da una tensione alternativa composta da oscillazioni fondamentali con delle frequenze varianti.

In queste relazioni abbiamo:

E_M = ampiezza dell'onda portante

$F = \frac{\omega}{2\pi}$ = frequenza dell'onda portante

V_M = ampiezza del segnale a BF

$f = \frac{p}{2\pi}$ = frequenza del segnale a BF.

Ciò significa che nel caso della MA, l'ampiezza della portante risulterà uguale ($E_M + V_M$ sen pt), risultando la somma dell'ampiezza della portante più il valore istantaneo della tensione a BF. La portante modulata sarà quindi rappresentata dalla seguente espressione:

$$E = (E_M + V_M \text{ sen pt}) \text{ sen } \omega t$$

Da ciò possiamo ricavare che:

$$E = E_M \text{ sen } \omega t + V_M \text{ sen pt sen } \omega t$$

ossia:

$$E = E_M \text{ sen } \omega t - \frac{V_M}{2} \cos (\omega + p)t + \frac{V_M}{2} \cos (\omega - p)t.$$

Esempio:

Sia la frequenza di un'onda portante uguale a 100 kHz. Questa portante è modulata da un segnale a BF avente una frequenza di 5 kHz.

L'onda modulata, irradiata dal trasmettitore è composta da 3 segnali aventi rispettivamente le frequenze di 95, 100, 105 kHz (vedi fig. 3), cioè la portante possiede due frequenze laterali che sono situate simmetricamente rispetto alla portante ed hanno un'ampiezza pari a $V_M/2$.

Nel caso di $V_M = E_M$, (m = 1) ossia per una profondità di modulazione del 100%, le due frequenze laterali avranno un'ampiezza uguale a metà dell'ampiezza della portante.

La musica e la parola sono costituite generalmente da un gran numero di oscillazioni sinusoidali a differenti frequenze.

Il microfono converte queste oscillazioni in tensioni alternate a BF, aventi le stesse frequenze delle vibrazioni sonore.

Un'onda portante a BF modulata da una

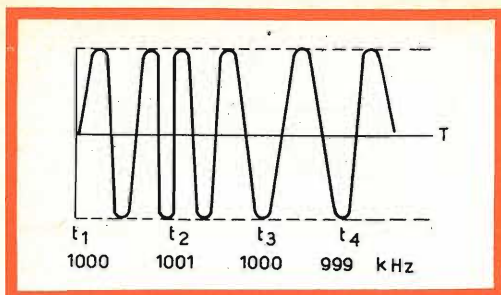



Fig. 5 - Segnale modulato in frequenza.

simile tensione alternativa di BF, risulterà dunque composta da un'onda portante modulata simultaneamente da un gran numero di oscillazioni sinusoidali. Di conseguenza, un gran numero di frequenze laterali appariranno da ciascun lato della portante. La larghezza delle bande laterali, ossia la gamma di frequenze occupata dalle frequenze laterali, dipende dalla frequenza di modulazione più alta. Durante i passaggi musicali la frequenza delle onde costituenti il suono varia, per cui varierà la larghezza della banda occupata, che è funzione della frequenza fondamentale più alta.

Esempio:

Quando una portante a 100 kHz viene modulata da una tensione alternativa composta da oscillazioni fondamentali aventi delle frequenze varianti da 20 a 10000 Hz, si formeranno due bande laterali larghe 10 kHz (vedere fig. 4). Un trasmettitore, modulato con una tensione a BF la cui frequenza massima sia 15 kHz, avrà due bande laterali di 15 kHz, disposte simmetricamente rispetto alla portante. La larghezza massima della banda occupata da questo trasmettitore sarà di 2 x 15 = = 30 kHz.

La gamma **« Onde Medie »** è compresa fra 500 kHz e 1500 kHz ed ha quindi una larghezza di 1000 kHz. Ciò significa che alla luce dei risultati dell'esempio precedente, solo 33 trasmettitori $\frac{1000}{30}$ potrebbero essere contenuti in questa gamma.

Come è ovvio, questo numero è insufficiente a soddisfare le attuali necessità, e d'altra parte si avrebbero notevoli interferenze se più trasmettitori vicini funzionassero sulla stessa frequenza. È stata allora stabilita una suddivisione mediante un accordo internazionale (Piano di Copenaghen) che distribuisce le varie frequenze disponibili tenendo conto anche della dislocazione geografica e della potenza del trasmettitore.

La larghezza di banda di ciascun canale è stata ridotta a 9 kHz, il che vuol dire che la massima frequenza di modulazione permessa è di 4,5 kHz. Ciò comporta una notevole riduzione della qualità delle emissioni, essendo noto che lo spettro di frequenze occupato dalla voce e dai principali strumenti va da 30 Hz a 15 kHz.

Principio della modulazione di frequenza

Come abbiamo già accennato, la frequenza di una portante modulata in frequenza varia secondo il ritmo della BF, mentre l'ampiezza rimane costante.

Un segnale modulato in frequenza è rappresentato in fig. 5. Prima di determinare le caratteristiche di un segnale modulato in frequenza, esamineremo come si possa ottenere un segnale di questo tipo. La figura 6 rappresenta il circuito di un oscillatore, nel quale la persistenza delle oscillazioni è assicurata mediante un accoppiamento fra il circuito di placca e quello di griglia (L_1 L_2). La frequenza dell'oscillazione è determinata principalmente dai valori della capacità C_1 e dell'induttanza L_1. Quando L_1 o C_1 aumentano, la frequenza dell'oscillazione diminuisce, mentre se queste due grandezze diminuiscono la frequenza aumenta. Allorchè il valore della capacità o dell'induttanza varia seguendo il ritmo della BF, la frequenza della portante varierà anch'essa seguendo lo stesso ritmo.

Il microfono a condensatore, è un esempio di condensatore, la cui capacità può variare seguendo il ritmo della BF (vedi fig. 7). In un microfono a condensatore, uno degli elettrodi è costituito da una sottile membrana metallica posta in movimento dalle onde sonore che si propagano nell'aria.

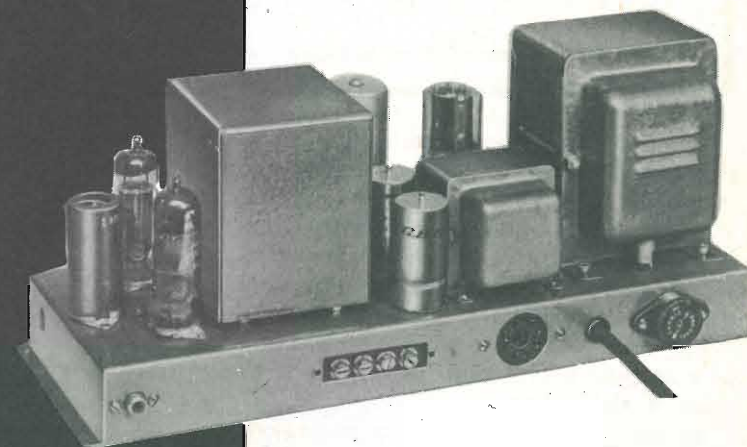
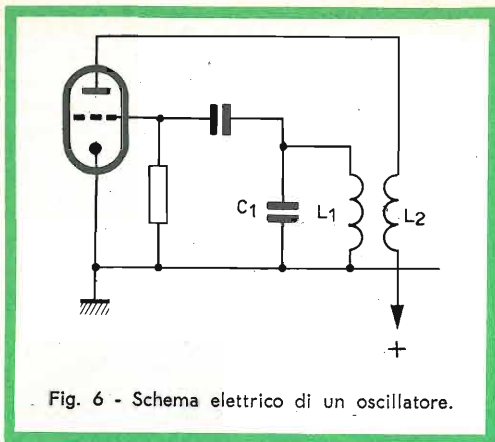



Fig. 6 - Schema elettrico di un oscillatore.

L'ampiezza di queste variazioni di capacità, dipenderà dall'intensità del suono, mentre il ritmo con cui queste variazioni avvengono sarà uguale alla frequenza delle vibrazioni sonore. Quindi, allorchè il suono e per conseguenza le vibrazioni dell'aria, aumentano d'intensità, i movimenti della membrana diventano più ampi e maggiore sarà pure la variazione di capacità del nostro condensatore.

Se perciò sostituiamo il condensatore C_1 di figura 6 con il microfono a condensatore, la frequenza della portante varierà seguendo il ritmo della BF che colpisce il microfono. L'entità della variazione di frequenza sarà proporzionale all'intensità del suono.

Un accordo internazionale ha fissato in 75 kHz la variazione massima o **escursione di frequenza**, da entrambi i lati della portante in corrispondenza della massima intensità sonora.

Riassumendo, possiamo scrivere che:

$$\Delta F = \pm 75 \text{ kHz.}$$

Il segno $\pm$ non indica qui una approssimazione, ma significa che la variazione di frequenza si produce da ambo i lati della frequenza portante.

La portante non modulata viene chiamata **frequenza centrale,** perchè le variazioni di frequenza provocate dalla modulazione sono simmetriche rispetto alla frequenza portante. Il ritmo secondo il quale ha luogo questa variazione di frequenza corrisponde alla frequenza del segnale a BF.

Esempio:

Quando un segnale di BF ad 1 kHz modula la portante al 100% (cioè in corrispondenza della massima ampiezza della BF) la frequenza della portante varierà di 75 kHz in più e in meno rispetto alla frequenza centrale, e ciò avverrà mille volte al secondo. Se invece il segnale di BF avesse un'ampiezza corrispondente alla metà del valore dell'esempio precedente, la portante varierà ancora 1000 volte al secondo, ma questa volta con un'escursione massima in più e in meno di 37,5 kHz (vedi fig. 8).

La sinusoide a tratto continuo fornisce l'andamento dell'escursione di frequenza corrispondente alla massima intensità del suono, mentre la sinusoide tratteggiata rappresenta lo stesso suono, ma di ampiezza metà della precedente.

Un segnale modulato in frequenza può essere rappresentato dalla formula:

$$E = E_M \text{ sen } (\omega t + \frac{\Delta F}{f} \text{ sen } pt)$$

(La dimostrazione e lo sviluppo di questa formula, vengono tralasciati per non oltrepassare i limiti seguiti durante l'esposizione).

In questa formula abbiamo che:

E_M = ampiezza massima della portante

F = frequenza della portante (frequenza centrale)

ω = $2 \pi F$ = pulsazione della portante

f = frequenza del segnale a BF

p = $2 \pi f$ = pulsazione del segnale a BF.

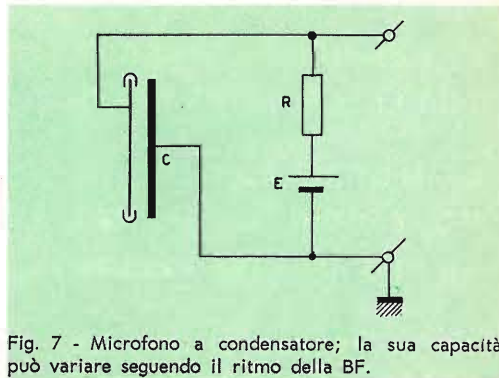



Fig. 7 - Microfono a condensatore; la sua capacità può variare seguendo il ritmo della BF.

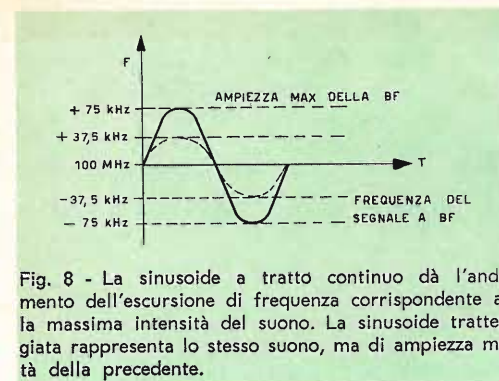



Fig. 8 - La sinusoide a tratto continuo dà l'andamento dell'escursione di frequenza corrispondente alla massima intensità del suono. La sinusoide tratteggiata rappresenta lo stesso suono, ma di ampiezza metà della precedente.

Nella tecnica della modulazione di frequenza, si definisce come **indice di modulazione** (normalmente indicato con la lettera m) il rapporto fra l'escursione di frequenza e la frequenza del segnale a BF, cioè:

$$m = \frac{\Delta F}{f}$$

Nel caso della musica e della parola, il valore dell'indice di modulazione varia continuamente, dipendendo esso dalla intensità e dalla frequenza del segnale a BF.

Mediante misure e calcoli che oltrepassano i limiti di questo articolo si dimostra che un segnale modulato in frequenza è costituito da una portante ad AF e da un gran numero di frequenze laterali (teoricamente anzi da un numero infinito di frequenze laterali).

Si dimostra pure che in pratica il numero di frequenze laterali, la cui ampiezza è ancora sufficiente affinchè esse siano percepibili, dipende dall'indice di modulazione. Nella tabella 1 sono indicate le differenti frequenze laterali corrispondenti a qualche valore di m, considerando l'ampiezza della portante uguale a 1.

Dalla tabella si rileva che per un piccolo valore di m l'ampiezza delle frequenze laterali diminuisce più rapidamente che con un valore di m più grande.

Nella figura 9a, b e c sono rappresentate le bande laterali di una portante modulata in frequenza con un segnale di BF di 4000 Hz. Queste figure mostrano come la gamma occupata dalle bande laterali è maggiore all'aumentare di m. Nel caso di m = 10 si constata che per ragioni di qualità si dovrà tener conto delle frequenze laterali fino alla 13ª compresa. Le bande laterali in questo caso occupano una banda larga:

$$13 \cdot 4 = 52 \text{ kHz}$$

Da ciò risulta che la larghezza del canale necessario per lasciar passare queste frequenze onde ottenere una buona qualità di riproduzione sarà uguale a:

$$2 \cdot 52 = 104 \text{ kHz}$$

In conformità a quanto fissato dallo standard, abbiamo che per una frequenza massima di modulazione di 15 kHz e con un'escursione massima di frequenza ΔF = 75 kHz, l'indice di modulazione sarà uguale a:

$$m = \frac{\Delta F}{f} = \frac{75}{15} = 5$$

Dalla tabella seguente si rileva però che almeno 8 frequenze laterali dovrebbero poter passare per ottenere un'ottima qualità di riproduzione. Ciò significa che ciascuna banda laterale dovrebbe essere larga $8 \cdot 15 = 120$ kHz. Conseguentemente il canale completo raggiungerebbe una larghezza di banda di 240 kHz.

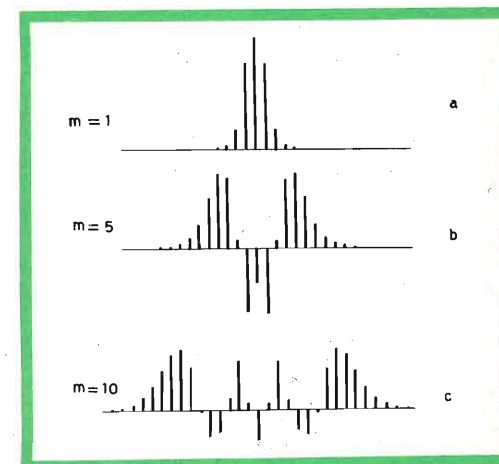



Fig. 9 - a), b), c) Rappresentazione delle bande laterali di una portante modulata in frequenza. Si può vedere come la gamma occupata dalle bande laterali è maggiore all'aumentare di m.

TABELLA 1

m = 1	m = 5	m = 10	Ampiezza della
+ 0,765	— 0,1776	— 0,2459	Portante
+ 0,440	— 0,32758	+ 0,04347	1° Banda laterale
+ 0,1149	+ 0,04657	+ 0,2546	2° » »
+ 0,01956	+ 0,3648	+ 0,05838	3° » »
+ 0,002477	+0,39123	— 0,2196	4° » »
	+ 0,26114	— 0,2341	5° » »
	+ 0,13105	— 0,01446	6° » »
	+ 0,05338	+ 0,2167	7° » »
	+0,01841	+ 0,3179	8° » »
	+ 0,00552	+ 0,2919	9° » »
	+ 0,001468	+ 0,2075	10° » »
		+ 0,1231	11° » »
		+ 0,06337	12° » »
		+ 0,02897	13° » »
		+ 0,01196	14° » »
		+ 0,004508	15° » »

Con i dati dell'esempio precedente nel caso della MA la larghezza di banda necessaria sarebbe risultata uguale a 2 · 15 = = 30 kHz.

Questi esempi mostrano chiaramente la differente larghezza di banda impiegata con la MA e con la MF.

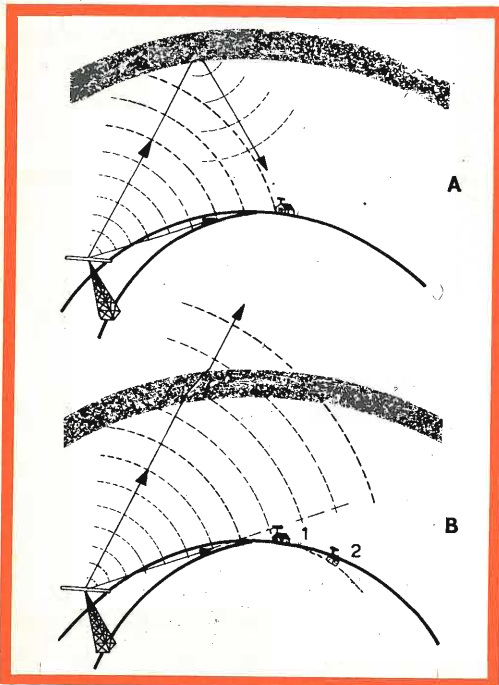



Fig. 10 - Propagazione delle onde radio: a) propagazione indiretta; b) Propagazione diretta.

Gamma riservata alla radio diffusione a MF

In relazione alla notevole larghezza di banda occupata da un trasmettitore a MF, non è possibile inserire questi trasmettitori nella gamma delle onde medie.

Un accordo internazionale ha fissato per la radiodiffusione a MF la gamma di frequenza da 86,5 a 100 MHz (ossia da 3,4 a 3 m).

(Negli Stati Uniti questa gamma va da 87,5 a 108 MHz ossia da 3,42 a 2,78 m). Ciò significa che al di fuori della tecnica relativa alla MF, occorrerà conoscere i problemi connessi con queste onde ultracorte. Esamineremo quindi in primo luogo, come avviene la propagazione di queste onde radio.

Propagazione delle onde relative alla gamma MF (Onde ultracorte)

La propagazione delle onde radio dipende dalla loro frequenza e può avvenire principalmente in due modi:

a) **propagazione diretta**, cioè l'onda si propaga dal trasmettitore al ricevitore, seguendo sia una linea retta che una linea curva (fig. 10b);

b) **propagazione indiretta.** L'onda in questo caso è riflessa dagli alti strati dell'atmosfera, costituenti la ionosfera. Essa

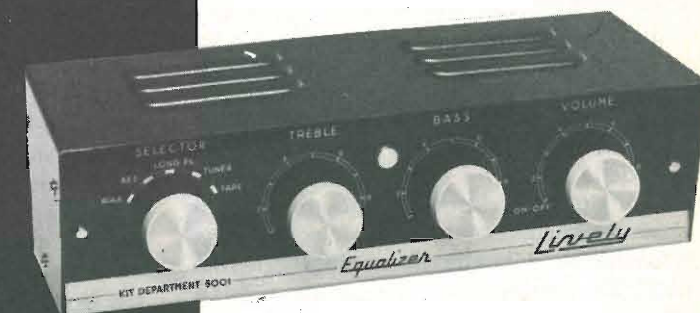
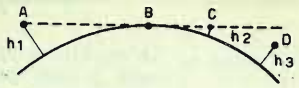



Fig. 11 - Propagazione per onda diretta delle onde inferiori a 5 m.

raggiunge il ricevitore dopo essere stata riflessa da questi strati ionizzati (fig. 10a).

Nel caso di onde inferiori ai 5 m la propagazione avviene normalmente per onda diretta (fig. 11), in quanto la riflessione sulla ionosfera non ha luogo. Ne segue che:

1) Una gran parte dell'energia irradiata si perde nello spazio non avendosi la riflessione sulla ionosfera;

2) La portata del trasmettitore è limitata dalla curvatura della terra.

Ciò significa che teoricamente la ricezione è possibile nel caso in cui l'antenna trasmittente e quella ricevente si « vedono »; in pratica però la portata utile è maggiore.

Allorchè intervengono particolari condizioni atmosferiche si possono anche avere delle trasmissioni a grandi distanze.

La distanza normalmente coperta, può essere calcolata in base a considerazioni teoriche approssimative, mediante la seguente formula semi-empirica.

$$L = 4 (\sqrt{H} + \sqrt{h})$$

dove:

L = la distanza in km fra trasmettitore e ricevitore

H = altezza in metri dell'antenna trasmittente

h = altezza in metri dell'antenna ricevente.

La tabella 2 indica le principali differenze fra i due metodi di modulazione considerati, supponendo che la tensione di modulazione di BF sia sinusoidale.

L'esposizione, qui data, di una portante modulata in frequenza è stata svolta in modo semplice, in quanto uno studio più dettagliato implicherebbe la conoscenza approfondita della matematica superiore.

Lo scopo di questa esposizione è quello di dare al lettore una sufficiente conoscenza della teoria delle onde elettromagnetiche modulate in frequenza.

Ciò renderà facilmente comprensibile nei prossimi articoli l'esposizione dei circuiti e le relative caratteristiche, in particolare per quanto riguarda i valori delle frequenze e delle larghezze di banda in gioco.

TABELLA 2

	MA	MF
Frequenza dell'onda portante non modulata	Costante	Costante
Modulata da un segnale a BF	Due bande laterali	Parecchie bande laterali
Frequenza del segnale a BF	Definisce la spaziatura delle due bande laterali	Definisce il ritmo secondo il quale avviene l'escursione di frequenza.
Ampiezza del segnale a BF	Definisce il tasso di variazione dell'ampiezza dell'onda portante	Definisce il tasso di variazione della frequenza della portante. (Ciò definisce l'escursione di frequenza)

(continua)

G. Abussi

(Da « **Technical Service Bulletin Philips** »)

Un semplice strumento per la misura di alcuni Parametri dei Transistor

Si tratta di un piccolo e semplicissimo strumento, destinato alla misura dei parametri dei transistor. Può essere realizzato in qualche ora e benchè di costo trascurabile, è capace tuttavia di consentire il rilievo di una serie di cinque misure, atte ad indicare rapidamente le caratteristiche statiche dei transistor in esame. Lo strumento funziona in combinazione col microamperometro o con il milliamperometro di un normale « tester » e tutto il materiale occorrente consiste, in una batteria da 4,5 V del tipo tascabile, di due commutatori, di quattro resistenze ed alcune boccole per spine a banana.

Che cosa possiamo misurare?

La caratteristica più importante di un transistor è il guadagno di corrente E.C. (emettitore comune). È inoltre interessante conoscere questo guadagno, per differenti valori della corrente di base; è perciò che, nella maggior parte, i misuratori dei parametri dei transistor, sono provvisti di galvanometri, sia per misurare la corrente di base, che la corrente del collettore.

Possiamo misurare anche le correnti di fuga del collettore, misura questa fondamentale nell'uso dei transistor come commutatori. (Si manifestano in un transistor tre diverse correnti di fuga). In effetti, la corrente Icb_0 è quella che si misura applicando la tensione fra il collettore e la base (fig. 1), con l'emettitore staccato. Delle tre correnti summenzionate è questa la più piccola.

Se applichiamo la tensione fra il collettore e l'emettitore, staccando la base (fig. 2), la corrente misurata sarà allora molto maggiore della precedente (il rapporto fra le due correnti essendo eguale al guadagno

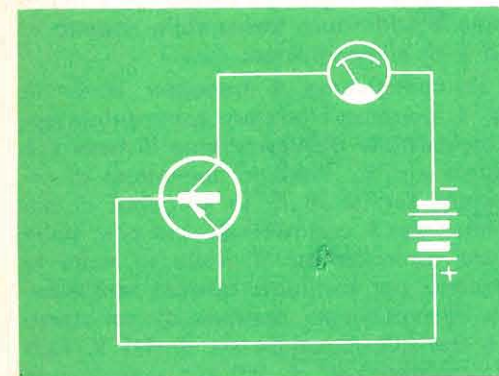



Fig. 1 - Applicando una tensione fra il collettore e la base di un transistor (emettitore staccato) si misura I_{cbo}.

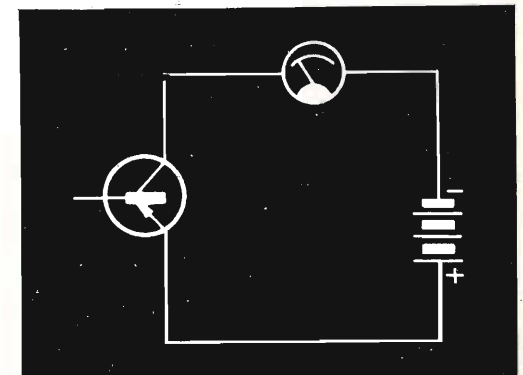



Fig. 2 - Se la tensione viene applicata fra collettore ed emettitore (base staccata), si misura I_{ceo}, assai maggiore (β volte maggiore) di I_{cbo}.

Fig. 3 - Se la base e l'emettitore sono collegati fra di loro, si può allora misurare la corrente I_{cs}, compresa fra I_{cbo} e I_{ceo}.

Fig. 4 - Per misurare il guadagno di corrente, si alimenta la base con la tensione E attraverso la resistenza nota R_1 e si suppone trascurabile la tensione base-emettitore. La corrente di base è allora E/R_1.

in corrente E.C. per le deboli correnti del collettore).

Infine, cortocircuitando emettitore e base ed applicando la tensione fra questi due elettrodi e il collettore, si ha Ics compresa fra i due valori precedenti. (Fig. 3).

Una volta pervenuti alla definizione di questi tre valori, sapremo che:

Nel collegamento B.C. (base comune) ridurremo la corrente del collettore a Icb_0, interrompendo la corrente dell'emettitore.

Nel collegamento E.C. (emettitore comune) avremo una minima corrente del collettore Ieb_0, interrompendo la corrente di base.

Nel collegamento E.C., connettendo l'emettitore alla base, attraverso una resistenza R, la minima corrente del collettore, in assenza della corrente esterna di base, sarà compresa fra Ice_0, (R infinita) ed Ics (R zero).

Nel collegamento E.C. potremo ridurre la corrente del collettore fino a Ich, a condizione che sia possibile inviare alla base una controcorrente eguale ad I_{cb}.

Per finire, segnaliamo che più il rapporto Ics/Icb_0 è elevato, più la resistenza intrinseca della base del transistor è grande; ciò ne limita l'impiego nell'amplificazione ad alta frequenza, mentre non ostacola l'impiego in commutazione.

Il metodo di misura

Per ciò che concerne le tre misure di Ich_0, Ice_0 ed Ics, non vi sono problemi di sorta. Nello strumento che descriviamo, per ragioni di semplificazione, non abbiamo incluso alcun galvanometro. Le letture saranno fatte collegando, mediante adatti conduttori, il circuito del collettore al microamperometro di un qualsiasi tester.

Resta la misura del guadagno di corrente, effettuata generalmente con l'uso di due strumenti: uno per la corrente di base, l'altro per la corrente del collettore. Otterremo però una buona approssimazione, tenendo conto che, nel funzionamento, la tensione fra base ed emettitore è molto bassa e addirittura trascurabile rispetto ai 4,5 V di alimentazione.

Se colleghiamo il transistor come in fig. 4, potremo affermare come prima approssimazione che la corrente di base i_b è eguale a E/R_1. Potremo ammettere di conoscere l'entità di E. La sorgente di alimentazione è costituita da una pila, della quale controlleremo di volta in volta la tensione, per sostituirla quando sarà esaurita. Ammettiamo dunque di conoscere E e che questo valore sia di 4,5 V. Con una resistenza R_1 di 440 kΩ, avremo una corrente di circa 10 μA. Se vogliamo una corrente di base di 100 μA, sceglieremo per R_1 il valore di 43 kΩ, tenendo conto di una tensione base-emettitore di 0,2 V.

Dunque, inserendo una resistenza di 440 kΩ fra -E e la base (nel caso di un transistor p-n-p), avremo 10 μA di corrente di base. E la corrente del collettore in milliampere moltiplicata per 100, ci darà il guadagno di corrente. (Può essere necessario dedurre dalla corrente del collettore, per i_b = 10 μA, la corrente Ice letta precedentemente, prima di moltiplicare la differenza per 100).

Questo primo valore del guadagno in corrente vale per 10 μA di corrente di base. Ripetendo la misura con una resistenza R1 di 43 kΩ e leggendo la corrente del collettore, basterà moltiplicare questo valore, espresso in milliampere, per 10, per avere il guadagno di corrente per 100 μA di corrente di base. Si noti che in questo secondo caso, raramente è necessario dedurre il valore di Ice, molto debole in rapporto alla corrente del collettore, per 100 μA di corrente di base.

Per la sicurezza dei transistor

Tutti i transistor sopportano una tensione collettore-emettitore di 4,5 V. Ma in caso di errata manovra, si potrebbe far dissipare al collettore una potenza troppo elevata. Essendo il nostro strumento destinato alla verifica di transistor di piccola potenza (con misure fatte con correnti di collettore inferiori a 20 mA), abbiamo predisposto le cose in modo che attraverso il collettore la dissipazione non superi mai i 20 mW. E non esistono transistor che possano essere danneggiati da una tale dissipazione.

Abbiamo stabilito questo limite di sicurezza, connettendo in serie con il circuito del collettore, la resistenza R2 (fig. 4). In queste condizioni, la tensione **u** ai capi del transistor è eguale a 4,5/R2 i_c, vale a dire una dissipazione i_c (4,5 − R2 i_c).

Tale dissipazione è nulla per i_c = 0; altrettanto dicasi quando i_c = 4,5/R2 (transistor saturo), perchè allora **u** è nullo. Essa raggiunge il massimo, come si può dimostrare, con i_c = 4,5/2 . R2, e la dissipazione corrispondente Wm è allora eguale a $4{,}5^2/4R_2$. Assumendo R2 = a 270 Ω, avremo Wm = 19 mW.

Abbiamo detto sopra che la tensione del collettore non influisce sulla corrente del collettore e ciò non è esatto, specialmente nel collegamento E.C., ma si deve tener presente che le nostre letture sono approssimative. Se per 100 μA di base, leggiamo sullo strumento una corrente del collettore di circa 15 mA, potremo supporre che il transistor lavori in stato di saturazione, il guadagno di corrente essendo di oltre 150. In tal caso potremo cortocircuitare la resistenza R2 di 270 Ω, o meglio ancora

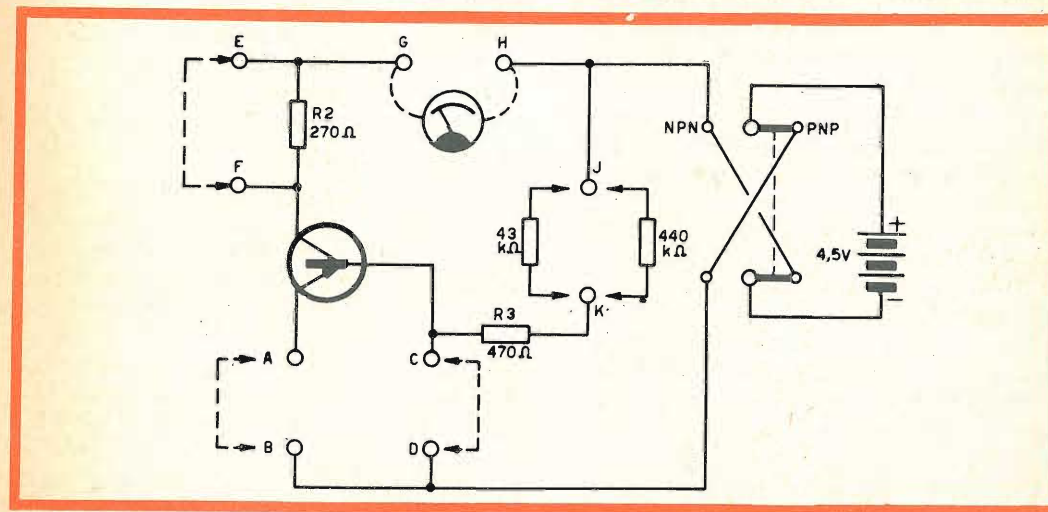



Fig. 5 - Schema del misuratore di transistor nella versione più semplice.

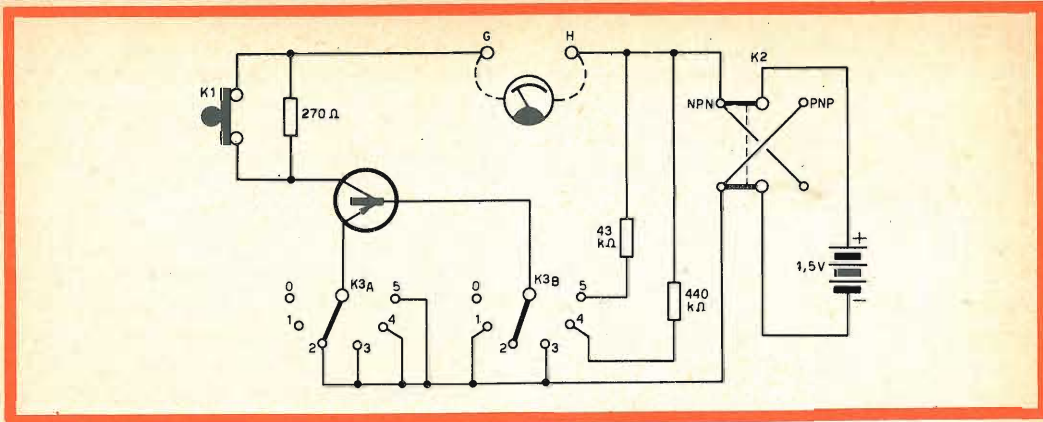



Fig. 6 - Schema dello strumento nella versione completa.

shuntarla prudentemente con una resistenza di valore più basso, per renderci conto di quanto il guadagno è superiore a 150.

Versione semplificata dello strumento

La fig. 5 indica una prima versione particolarmente semplice del misuratore di transistor. Sopra un pannello metallico o di materiale isolante di 100 × 150 mm si fissa la pila, un commutatore a due posizioni per la doppia inversione (per transistor p-n-p ed n-p-n), uno zoccolo di supporto per transistor e dieci bussole per innesti a banana. Due di queste bussole, G e H, sono previste per la connessione a mezzo di due conduttori al microamperometro del tester. Fra le bussole A e B da una parte e C e D dall'altra, si devono poter introdurre dei cavallotti di cortocircuito; conviene quindi distanziarle di un interasse di 19 mm.

Con un cavallotto inserito su A e B si può effettuare la misura di Icb_0, mentre se il cavallotto viene inserito su C e D si può effettuare la misura di Ice_0. Per misurare Ics, si introducono contemporaneamente i cavallotti su A e B e su C e D.

Per inviare corrente sulla base, si introduce il solo cavallotto su A e B e si inserisce la resistenza di 440 kΩ (10 μA) o di 43 kΩ (100 μA) fra le bussole J e K. Per la rapida intercambiabilità delle due resistenze sarà comodo fissarle ciascuna su di un cavallotto a spina, munito di etichetta, rispettivamente per 10 e per 100 μA.

Il valore della resistenza di 470 Ω è trascurabile in rapporto alle resistenze di 43 o di 440 kΩ. La sua presenza serve però a salvaguardare il transistor, nel caso che inavvertitamente venisse inserito un cavallotto di corto circuito fra le bussole J e K; infatti la corrente di base sarà così limitata ad 1 mA e la corrente del collettore, grazie ad R2, non potrà sorpassare 16 mA.

Nel montaggio sono previste due bussole E e F per poter eventualmente cortocircuitare R2. Dovendo effettuare questa operazione, si dovrà procedere con molta prudenza. Le resistenze di 43 kΩ e di 440 kΩ non richiedono una grande precisione; una precisione del 5% è più che sufficiente.

Versione completa

Nella fig. 6 appare lo schema dello stesso strumento per la misura dei transistor, nel quale in luogo delle bussole che impongono la continua manovra di resistenze e cavallotti, si è usato un commutatore a due vie e sei posizioni. Inoltre, il pulsante K1 permette di cortocircuitare la resistenza di salvaguardia del collettore. L'uso del commutatore permette di evitare ogni involontaria manovra errata.

Nella posizione 0 la corrente è interrotta. In 1 si effettua la misura di Icb_0. In 2 di Ice_0. In 3 si legge Ics. In 4 Ic con Ib = 10 μA. In 5 Ic con Ib = 100 μA.

TR/114

amplificatore B.F. a transistor

Non avremmo mai pensato che il nostro amplificatore TR/114, descritto nel numero di dicembre dello scorso anno, avesse raccolto una così nutrita messe di successo. Moltissimi lettori ci hanno pregato di ripeterne la descrizione, e poiché essi sono proprio tanti, vedremo brevemente di accontentarli.

Iniziamo con le caratteristiche tecniche:

Potenza d'uscita	1 W
Risposta di frequenza	200 ÷ 10.000 Hz
Sensibilità	2 mV per 50 mW d'uscita
Impedenza d'uscita	4,3 Ω
Transistori impiegati	2 x OC 71 e 2 x OC 74
Tensione di alimentazione	9 V

Il cablaggio, realizzato sotto forma di circuito stampato, è rappresentato in grandezza naturale dalla fig. 1.

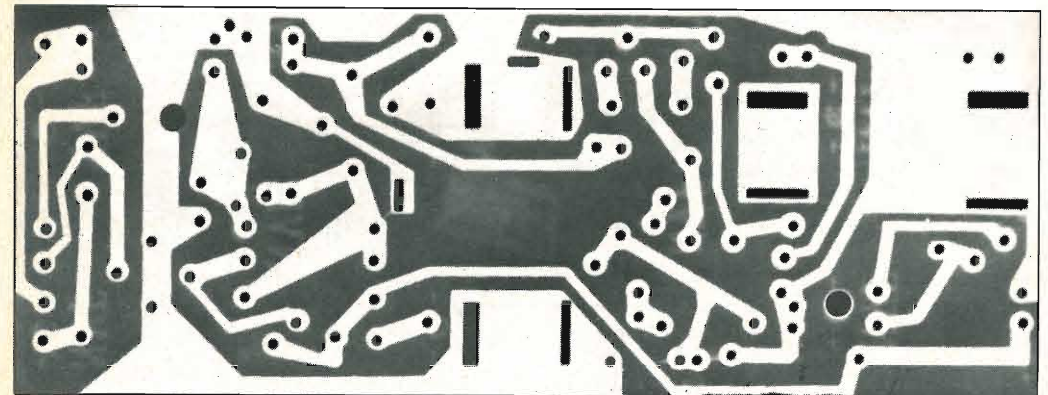



Fig. 1 - Circuito stampato O/178 (135 × 52 mm) che verrà dato in omaggio agli abbonati del 1964.

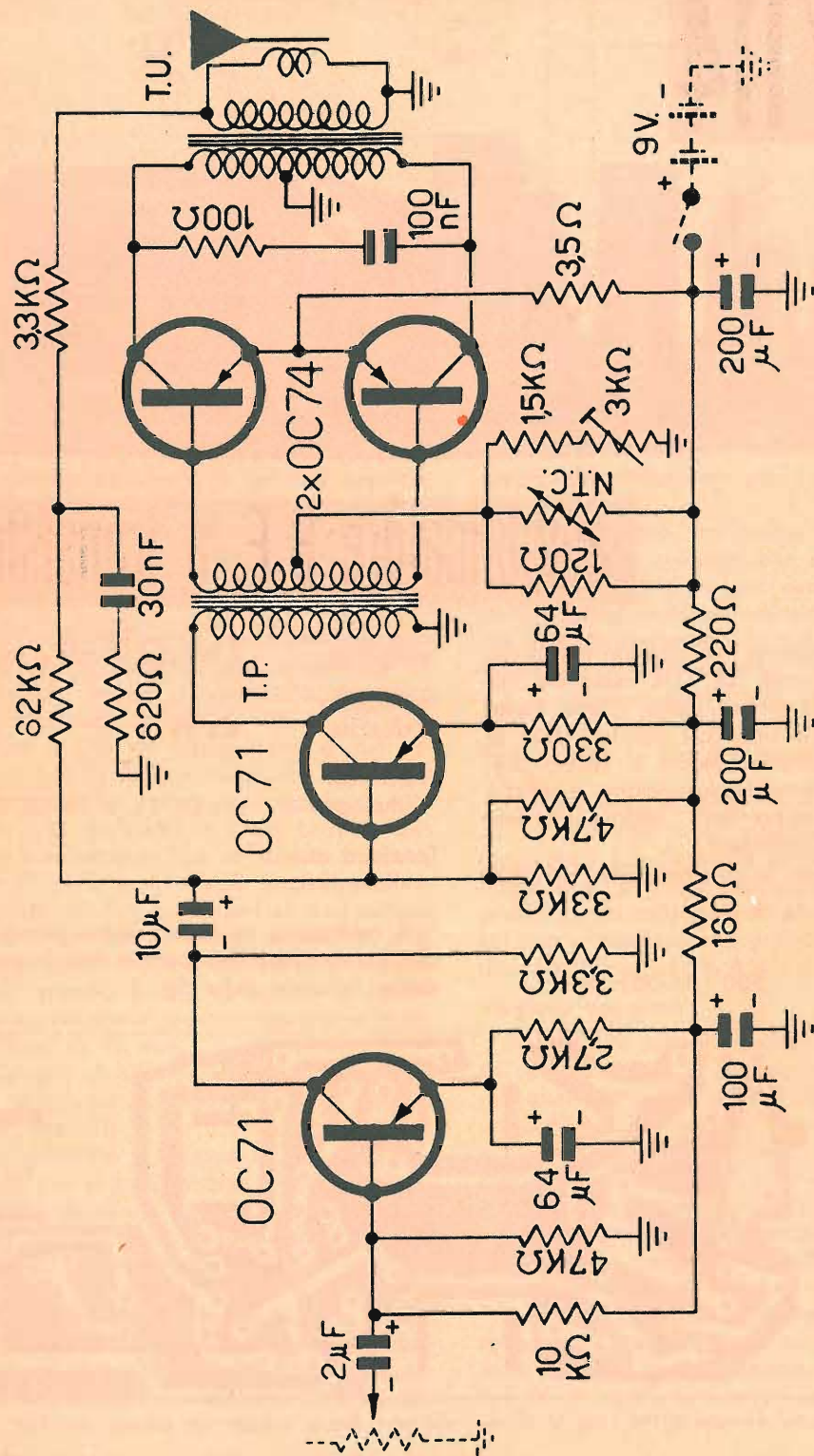



Fig. 2 - Schema elettrico dell'amplificatore TR/114.

La fig. 2 invece riporta lo schema elettrico.

Il circuito comprende uno stadio di preamplificazione, uno pilota, e lo stadio finale di potenza in contro-fase.

Ai capi dell'altoparlante (secondario del trasformatore d'uscita) è prelevato il segnale per la controreazione di tensione; attraverso la resistenza da 3,3 kΩ e 82 kΩ il segnale è infatti retrocesso sulla base del transistore pilota OC71.

Una controreazione di corrente invece si realizza non bypassando la resistenza di polarizzazione dei transistori finali (3,5 ohm): alla resistenza contrassegnata NTC, in parallelo a quella da 120 ohm, spetta il compito di stabilizzare le condizioni di funzionamento dell'amplificatore al variare della temperatura ambiente.

Questa resistenza è a coefficiente di temperatura negativo, contrariamente a quanto avviene nelle comuni resistenze che hanno un coefficiente positivo.

Essendo la resistenza NTC posta sul partitore di polarizzazione delle basi, essa tenderà a rendere queste sempre meno negative limitando la corrente di collettore: si eviterà così il noto fenomeno di autodistruzione del transistor, detto « a valanga », che si verifica quando un incremento di temperatura nella giunzione aumenta la corrente di collettore, questa di conseguenza aumenta la dissipazione, e così via sino alla completa distruzione del transistore.

Il ramo di destra del partitore comprende una resistenza da 1.500 ohm in serie a un potenziometro semifisso da 3 kohm; quest'ultimo rappresenta l'unica regolazione da effettuare in sede di taratura. Nello schema di fig. 2 non è indicato il controllo di volume; il TR/114 infatti può essere collegato ad una sorgente sonora di ampiezza precedentemente regolata come un sintonizzatore, un giradischi con potenziometro incorporato, ecc.

Comunque un eventuale controllo di volume potrà essere realizzato impiegando un potenziometro da 5 kohm (variazione logaritmica B) connesso tra la massa dell'amplificatore e il segnale da amplificare; il cursore farà capo al condensatore da 2 µF che blocca l'eventuale componente continua e da via libera alle variazioni alternate sulla base del primo OC71.

Il montaggio è talmente semplice che non vale la pena di soffermarci su di esso. La fig. 3 mostra la disposizione dei componenti sulla basetta contenente il circuito stampato. Come abbiamo precedentemente detto, per la taratura l'unica operazione consiste nella regolazione del potenziometro da 3.000 ohm che, indirettamente, controlla la corrente di collettore dei transistor OC74 e quindi le condizioni di funzionamento dello stadio finale di controfase.

Lo strumento di misura va inserito in serie alla batteria da 9 V, rispettando come sempre le polarità.

Saldati i terminali dell'altoparlante al secondario del trasformatore d'uscita, e posta a massa, tramite il condensatore da 2 µF — cortocircuito per le sole componenti alternate — la base del primo OC71, si regola con un cacciavite sottile il potenziometro da 3000 ohm sino a leggere sul milliamperometro 10 ÷ 11 mA di corrente. Togliere quindi il ponticello all'ingresso e applicare un segnale qualsiasi sulla base dell'OC71: l'altoparlante lo riprodurrà perfettamente amplificato, mentre sul milliamperometro si potranno seguire le rispettive variazioni di corrente.

Per quanto riguarda l'impedenza d'ingresso, fonoriproduttori o microfoni a bassa impedenza possono essere adattati interponendo un trasformatore di accoppiamento con gli avvolgimenti in « salita », cioè col minor numero di spire dal lato microfono; viceversa nel caso che il riproduttore fosse ad altissima impedenza (1 ÷ 2 Mohm).

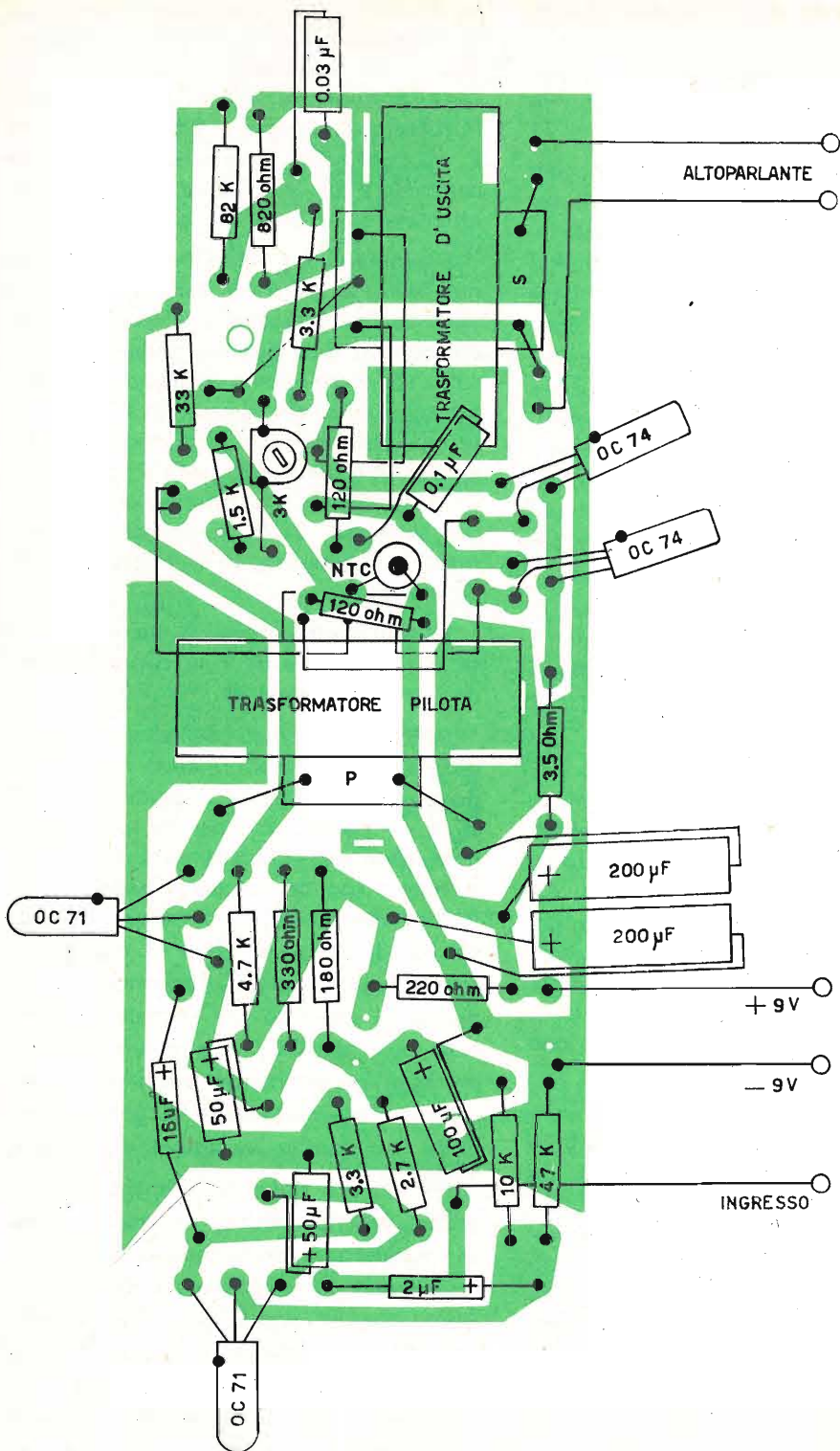



Fig. 3 - Disposizione dei vari componenti sulla basetta del circuito stampato. Il circuito è visto dal lato dei componenti.

MATERIALE OCCORRENTE PER L'AMPLIFICATORE TR/114

N.	Catalogo G.B.C.	Descrizione	Prezzo di listino
1	O/178	Circuito stampato	260
1	D/32	Resistenza 10 kΩ ½ W	18
1	»	» 47 kΩ »	18
1	»	» 2,7 kΩ »	18
2	»	» 3,3 kΩ »	18
1	»	» 33 kΩ »	18
1	»	» 4,7 kΩ »	18
1	»	» 330 Ω »	18
1	»	» 160 Ω »	18
1	»	» 220 Ω »	18
1	»	» 120 Ω »	18
1	»	» 820 Ω »	18
1	»	» 82 kΩ »	18
1	»	» 1,5 kΩ »	18
1	D/71	» 3,5 Ω a filo	44
1	D/32	» 100 Ω ½ W	18
1	B/297	Condensatore 6,4 μF 25 V.L. (2 μF)	138
2	B/295	» 64 μF 10 V.L.	138
1	B/339-1	» 100 μF 12 V.L.	130
2	B/339-2	» 200 μF 12 V.L.	150
1	B/296	» 16 μF 10 V.L.	138
1	B/179-4	» 30.000 pF 150 V.L.	44
1	B/180	» 0,1 μF 150 V.L.	60
1	D/149	Potenziometro semifisso 3 kΩ	124
1	D/115	Resistenza NTC 120 Ω	168
2	OC71	Transistor	1020
2	OC74	Transistor	1200
1	H/512	Trasformatore pilota	700
1	H/511	Trasformatore d'uscita	700

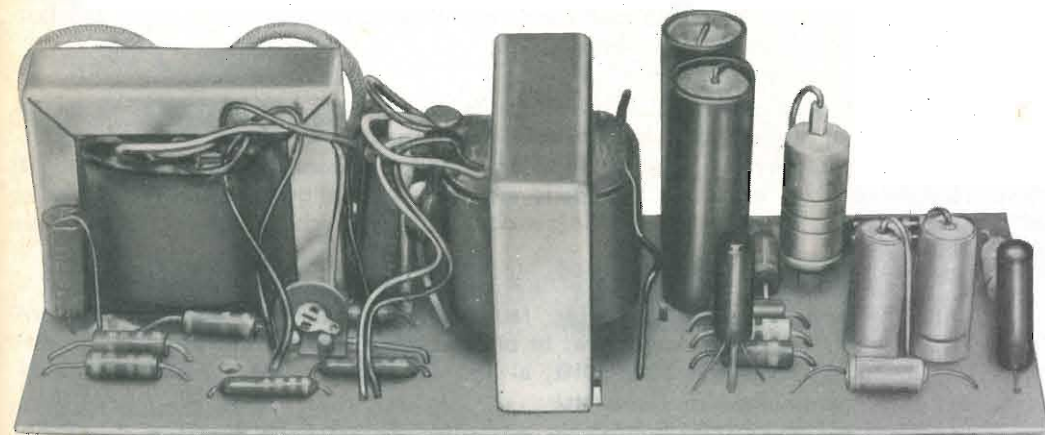



Fig. 4 - L'amplificatore TR/114 realizzato su circuito stampato.

Il Prof. Floyd V. Schultz della Università di Purdue ritiene che le trasmittenti radar non saranno forse necessarie per la localizzazione di navi spaziali in volo. Schultz, che ne ha analizzato il comportamento nella ionosfera in termini matematici, afferma che essa emette onde elettromagnetiche quando viene disturbata da un oggetto in movimento. Secondo Schultz queste onde potrebbero essere captate a terra con una semplice antenna ricevente. Esperimenti sono in corso per controllare i risultati teorici.

La Japan Machinery Export Association prevede di esportare entro il 1963 in USA, dai 6 ai 7 milioni di radioline a transistor, e cioè circa il 50% di più di quelle esportate complessivamente nel 1961. Si tratta di apparecchietti a 6 o più transistor e con caratteristiche di ottima riproduzione.

Secondo le previsioni di tecnici tedeschi, per la fine del 1966 dovrebbero aver inizio le trasmissioni televisive di programmi a colori. Recentemente hanno avuto inizio prove preliminari per la scelta del sistema più adatto, le prove dovranno decidere se verrà usato il sistema americano NTSC o quello francese SECAM. Memori di quanto accadde nel recente passato quando l'Inghilterra adottò un interlacciamento diverso da quello francese, e questi ultimi uno diverso dai restanti stati europei, i tecnici di tutta Europa si preoccupano ora di effettuare una scelta unica del sistema di trasmissione, a questo si dovrebbe giungere entro l'anno venturo.
Attualmente i tedeschi impiegano per i loro esperimenti diapositive colorate, più tardi verranno effettuate prove con film a colori.

Il MASER all'idrogeno oltre che un prezioso strumento base per la ricerca, si sta rivelando anche un apparecchio indispensabile per analisi spettroscopiche e chimiche. Il prof. Daniel Kleppner di Harvard ha infatti notato che introducendo nella cavità di un MASER un gas estraneo, l'idrogeno si altera permettendo così al ricercatore di seguire i fenomeni conseguenti alle reazioni molecolari che si vanno mano mano producendo.

La Atlantic Instruments & Electronics Inc. fabbrica negli Stati Uniti una serie di transistor « field effect » studiati in Francia, in una gamma che va dalle unità ultrasensibili, funzionanti nella gamma 1000 MHz, ai tipi ad alta potenza. Verranno venduti sotto il nome commerciale di Fieldtron.
Sono a forma cilindrica, come bobine in miniatura; le estremità formano l'anodo e il catodo e le sezioni centrali funzionano come una griglia; una sistemazione diversa da quella normale « planar ». Il risultato è un'alta impedenza di griglia e una bassa capacità. I dispositivi sono stati progettati da Stanislas Teszenere di Parigi, coadiuvato dal Laboratorio delle telecomunicazioni del Governo francese.

i lettori ci scrivono ....

In questa rubrica verranno pubblicate solo risposte che a suo insindacabile giudizio, la Redazione della Rivista riterrà d'interesse generale.

Ai quesiti avanzati dai Lettori sarà comunque data pronta evasione per lettera.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di L. 500, anche in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca.

a cura di P. Soati

Sig. **ZANZOTTO G.** - Roma

Scuola per corrispondenza

L'Istituto Svizzero al quale fa riferimento ha la sua sede a Luino. Scrivendo direttamente alla direzione di tale istituto potrà avere tutte le informazioni che le occorrono in merito agli studi che desidera intraprendere.

Sig. **PROIETTI G.** - Trento

Registratore a nastro a transistori

Lo schema elettrico di un buon registratore a transistori è stato pubblicato nel n° 2/1960 di questa rivista. Si tratta dello schema relativo al registratore ASCOT la cui descrizione tecnica è invece riportata nel n° 3 dello stesso anno.
Nel catalogo della ditta GBC potrà trovare tutti i dati che le interessano specialmente per quanto concerne le testine di registrazione.

Sig. **MACCHIA A.** - Roma

Oscilloscopio transistorizzato

L'oscilloscopio miniaturizzato a transistori pubblicato sul n° 2/1963 è stato estratto da un articolo comparso su ELECTRONICS WORLD.
In considerazione di tale fatto, non ci è possibile pubblicare i dati richiesti, dato che essi non figurano nell'articolo in questione.

Sig. **SCALCHI G.** - Roma

Rice-trasmettitore per i 420 MHz

Il rice-trasmettitore per i 420 MHz descritto nel n° 3/1963 come è stato segnalato, si riferisce ad una recensione della rivista West Hartford che viene pubblicata negli Stati Uniti. Dato che Lei non ha una eccessiva esperienza in fatto di montaggio non le consiglio di iniziare la sua attività realizzando tale apparecchio il quale, per il solo fatto di funzionare su frequenze particolarmente alte esige una messa a punto perfetta la quale può essere eseguita soltanto da chi in tale campo ha già una certa esperienza.
Ad ogni modo tenga presente che tutto il materiale si trova normalmente in commercio compresi i condensatori variabili che a Roma può trovare con una certa facilità nel materiale del surplus. L'interruttore per la tensione anodica non è necessario.
Come trasformatore può usarne uno del tipo H/503 o H/504 (GBC). L'altoparlante è del tipo magnetodinamico.

Sig. **MINUNNO N.** - Bari

Caratteristiche delle valvole di tipo americano

Per l'acquisto delle pubblicazioni che contengono le famiglie delle curve caratteristiche relative alle valvole di tipo americano, si deve rivolgere ai seguenti indirizzi: FIVRE - Servizio pubblicazioni tecniche, Via Guastalla 2 MILANO; ATES - Ufficio Pubblicità, Via Parigi 11, ROMA.

Sig. **LANNI G.** - Campobasso

Mancanza dell'audio in un televisore

Da quanto ci comunica risulta evidente che la mancanza del suono, nel televisore in suo possesso, è dovuta ad un guasto che è da ricercare esclusivamente nella sezione audio. Le consigliamo perciò di controllare accuratamente tale sezione del televisore, attenendosi alle norme che abbiamo pubblicato nella rubrica SERVIZIO TV del n° 5-1963, nella quale è stato preso in esame, per l'appunto tale argomento.

Sig. **DE PAOLI G.** - Roma

Dispositivi di equalizzazione, impianti di diffusione sonora, ecc.

L'argomento che le interessa evidentemente è così vasto che non è assolutamente possibile trattarlo in modo sufficientemente completo in questa rubrica. D'altra parte, neppure con un articolo sarebbe possibile appagare il suo desiderio di avere ampie spiegazioni circa i problemi che ci ha illustrato. Per tale motivo le consiglio la lettura del volume LA TECNICA DELL'ALTA FEDELTA' del Nicolao nella quale è illustrata la tecnica delle registrazioni, dal microfono al disco Hi Fi, a quella della riproduzione, dal pick-up ai circuiti equalizzatori, cioè, tutti quei problemi che possono interessare il tecnico o l'amatore che si dedica alla diffusione sonora. Un altro libro molto utile dello stesso autore è LA TECNICA DELLA STEREOFONIA nel quale l'argomento in questione è trattato con abbondanza di dati tecnici e pratici, non disgiunti dalle necessarie trattazioni teoriche. Ambedue i volumi sono editi dalla Casa Editrice "Il Rostro".

Sig. **BOTTAZZI M.** - Genova

Ultrasuoni

Penso che la stessa casa costruttrice del generatore in suo possesso, possa fornirle il trasduttore che le interessa, dato che nel suo catalogo risultano apparecchiature del genere da lei richiesto.
Ad ogni modo prima di intraprendere delle esperienze, le consiglio la lettura del libro dell'Uglietti - ULTRASUONI, edito dalla Hoepli, nel quale sono illustrate molte applicazioni pratiche nel campo degli ultrasuoni, oltre ad una ricchissima bibliografia. Opere in lingua inglese ne esistono diverse: le consiglierei quella del Vigoureux - ULTRASONICS nel quale l'argomento è trattato in modo sufficientemente completo. Essa è edita dalla Chapman e Hall di Londra.

Sig. **TONELLI U.** - Livorno

Radiotelefono

Il trasformatore di uscita per il radiotelefono che desidera costruire non è critico. Può usarne uno del tipo H336 *od anche* H386 *(catalogo GBC).*

Sig. **MARSILETTI U.** - Borgoforte

Sostituzione della 6AF4A con nuvistor

L'artificio da Lei impiegato per aumentare la vita utile della 6AF4A *è giustificato dal fatto che questa valvola lavora con un'alta densità d'emissione catodica, il che comporta appunto un esaurimento del catodo entro un periodo di tempo relativamente breve. La diminuita tensione di filamento comporterà una diminuzione delle prestazioni generali della valvola che, nella maggior parte dei casi, funzionando il ricevitore con segnali in antenna sufficientemente forti non sarà apprezzata, mentre d'altra parte sarà apprezzabile l'aumento della vita utile della stessa.*
La sostituzione della 6AF4A *con il nuvistor per* UHF *non è praticamente possibile in quanto non solo la zoccolatura è notevolmente differente, ma le stesse caratteristiche anche se permettono di ottenere prestazioni paragonabili non sono uguali e richiedono un tuner espressamente progettato. Tenga presente che questo nuovo tipo di nuvistor è stato da poco immesso nel mercato USA e della sua reperibilità in Europa e in Italia in particolare non saprei esserle più preciso.*
Per quanto riguarda la tabella sull'intercambiabilità dei tubi oscillografici penso che in un prossimo futuro verrà anch'essa pubblicata.

Sig. **CIARAVOLO L.** - Napoli

Calcolo di un trasformatore di modulazione

Possiamo assicurarle che la ditta GBC, in caso di avaria, potrà fornire senz'altro i pezzi di ricambio del trasmettitore EICO modello 720.
Per il calcolo del trasformatore di modulazione, che ci è già stato richiesto da altri lettori, e dovendo modulare di placca, dovrà procedere come segue:
a) L'impedenza Z1 *del primario, è determinata dal tipo di valvola usata nello stadio finale del modulatore. Naturalmente nel caso di un push-pull la* Z1 *corrisponderà all'impedenza fra placca e placca. (Tale impedenza si può rilevare consultando i dati caratteristici delle valvole usate).*
b) L'impedenza dell'avvolgimento secondario deve essere uguale al carico assorbito dallo stadio a RF da modulare. Questa impedenza si calcola facilmente dato che corrisponde al quoziente della tensione continua di alimentazione anodica per il consumo anodico espresso in ampere, e cioè

$$Z2 = Va/Ia$$

c) Il rapporto di trasformazione T, si calcola applicando la seguente formula:

$$T = \frac{N2}{N1} = \sqrt{\frac{Z2}{Z1}}$$

dove N1 *corrisponde al numero delle spire dell'avvolgimento primario e* N2 *al numero delle spire dell'avvolgimento secondario.*
d) La sezione del nucleo si determina applicando la solita formula $S = 2\sqrt{W}$, *nella quale* W *indica la potenza modulata che deve fornire il modulatore e* S *la sezione* minima *da adottare per il nucleo magnetico in centimetri quadrati. I lamierini dovranno essere scelti della migliore qualità possibile.*
e) Il numero di spire dell'avvolgimento secondario si calcola tramite la formula:

$$N2 = \frac{Va \times 10^8}{4{,}5 \times 10.000 \times S \times F}$$

nella quale Va *indica la tensione di placca dello stadio a RF da modulare, e che attraversa il secondario. Come frequenza F può essere scelto il valore di* 100 *Hz.*
f) Conoscendo il rapporto di trasformazione T si può calcolare facilmente il numero delle spire dell'avvolgimento primario che sarà uguale a:

$$N1 = N2/T$$

g) Per la scelta del diametro del filo di rame da usarsi per gli avvolgimenti primario e secondario si ammette una intensità di corrente di 2 *A per ogni millimetro quadrato di sezione.*
h) L'intraferro da praticare sul nucleo magnetico deve essere dell'ordine di 0,1-0,3 *mm. Queste dimensioni sono sufficienti per evitare delle notevoli variazioni d'induttanza con il variare del carico.*
i) Nel caso si tratti di un trasformatore di modulazione per push-pull l'avvolgimento secondario deve essere avvolto fra le due sezioni del primario.

Sig. **CROSA V.** - Cossato

Oscillatore per disturbare le emissioni TV

In merito alla sua richiesta le facciamo presente che è assolutamente proibito effettuare dei disturbi intenzionali destinati alle emissioni radiotelevisive.
Se il possessore del televisore il cui suono è mantenuto ad un livello troppo forte, persiste nel suo atteggiamento, segnali l'inconveniente alle autorità locali.

Sig. **MAGGI M.**

Schema relativo ad un apparecchio G. E.

La General Electric ha costruito numerose serie di apparecchi a transistori. Per facilitare le nostre ricerche dovrà fornirci almeno la sigla del modello per il quale le occorrono le informazioni richieste.

Sig. **CERUTTI G.** - Vaprio A.; Rag. **BARBISINI L.** - Genova; **CODEGA A.** - Saronno

A proposito del TR/114 e del TR/112

a) Per ordinare il materiale relativo agli apparecchi TR/112 *e* TR/114 *è sufficiente elencare il numero di catalogo riportato in calce agli articoli descrittivi. È da notare che talune sigle non sono contenute nel catalogo generale GBC dato che esse si riferiscono a del materiale che è entrato in magazzeno successivamente alla compilazione del catalogo stesso.*
b) I due circuiti TR/114 *e* TR/112 *oltre che per il valore della tensione di alimentazione, differiscono fra loro anche nel sistema di alimentazione. Infatti, mentre nel primo è stato messo a massa il negativo, nel secondo vi è stato portato il positivo. In conseguenza di tale fatto il loro abbinamento risulta alquanto complesso.*
Consigliamo perciò la costruzione di uno dei tanti amplificatori descritti sulla rivista e le cui caratteristiche sono tali da consentire l'abbinamento in questione. A tale proposito preghiamo i richiedenti di leggere gli articoli pubblicati a pagina 647, *e seguenti, del numero* 6-1961 *e a pagina* 743 *del n°* 9-10/1962.
Particolarmente adatto allo scopo è anche l'amplificatore TR 10 *descritto nel n°* 4-1961.
Nello stesso è stato messo a massa il positivo, come per l'appunto è richiesto. L'alimen-

tazione invece è del tipo a 9 V, *ma si tratta di un inconveniente facilmente eliminabile inserendo nel circuto di alimentazione del sintonizzatore una resistenza avente un valore tale da creare una caduta di tensione di* 3 V.

Dott. **PUCCI G.** - Verona

Sui registratori

Le istruzioni relative al registratore in suo possesso ci sembrano più che sufficienti per permetterne l'impiego a chiunque, anche se in possesso di una scarsa cultura tecnica. Ad ogni modo tenga presente che per detto apparecchio sono valide anche le istruzioni relative al registratore RG 9.

Per quanto concerne la seconda parte del suo quesito dobbiamo precisare che le lettere LP si riferiscono ai dischi microsolco in genere, infatti dette lettere non sono altro che l'abbreviazione del termine anglosassone *long playing. Le altre lettere si riferiscono invece alle curve di incisione che in linea di massima sono state unificate secondo gli standard della AES (American Electrical Society).*

Occorre tenere presente che l'incisione dei dischi è effettuata dalle varie case secondo una curva particolare di "enfasi" e "deenfasi" delle varie frequenze e che per l'appunto in passato variava da casa a casa; essa deve essere corretta all'atto della riproduzione in modo da ottenere il normale rapporto fra le varie frequenze, incise tale e quale era all'atto dell'incisione. Ciò spiega come l'ingresso dell'amplificatore, al quale fa riferimento, abbia tre entrate destinate rispettivamente agli standard RIAA, *AES e LP.*

Sig. **GRAZIANI A.** - Roma

Amplificatore Mullard TR/10

Tale amplificatore che abbiamo descritto secondo i dati forniti dalla Mullard, è stato realizzato da altri nostri lettori i quali hanno conseguito ottimi risultati.

Provi ad aumentare il valore della resistenza R6 *portandolo a* 2500 Ω.

Certamente, la costruzione dell'amplificatore TR/114 *costruito e collaudato dal nostro laboratorio e descritto nel* n. 11/12-1962, *le avrebbe consentito di ottenere risultati migliori. D'altra parte molto del materiale in suo possesso può essere utilizzato per costruire tale amplificatore che senz'altro le consigliamo.*

Sig. **BARBIERI M.** - Roma

Preamplificatore per onde medie

Un preamplificatore del tipo desiderato sarà da noi descritto prossimamente in risposta ad un quesito posto da un altro lettore. Dobbiamo però precisare che da un tale apparecchio non bisogna attendersi dei risultati sensazionali. Esso infatti può essere utile per migliorare la sensibilità di un apparecchio ricevente senza però tramutarlo in un apparecchio di elevate prestazioni, *come lei afferma.*

Tenga presente che un preamplificatore destinato ad un radioricevitore a valvole è più opportuno realizzarlo con una valvola, anziché con dei transistori, dato che in considerazione del limitato assorbimento di corrente è possibile usare l'alimentazione anodica, e quella di filamento, del ricevitore stesso.

Sig. **ZACCAGNINI A.** - Livorno

Pubblicazioni adatte per una tesi di laurea sul radar

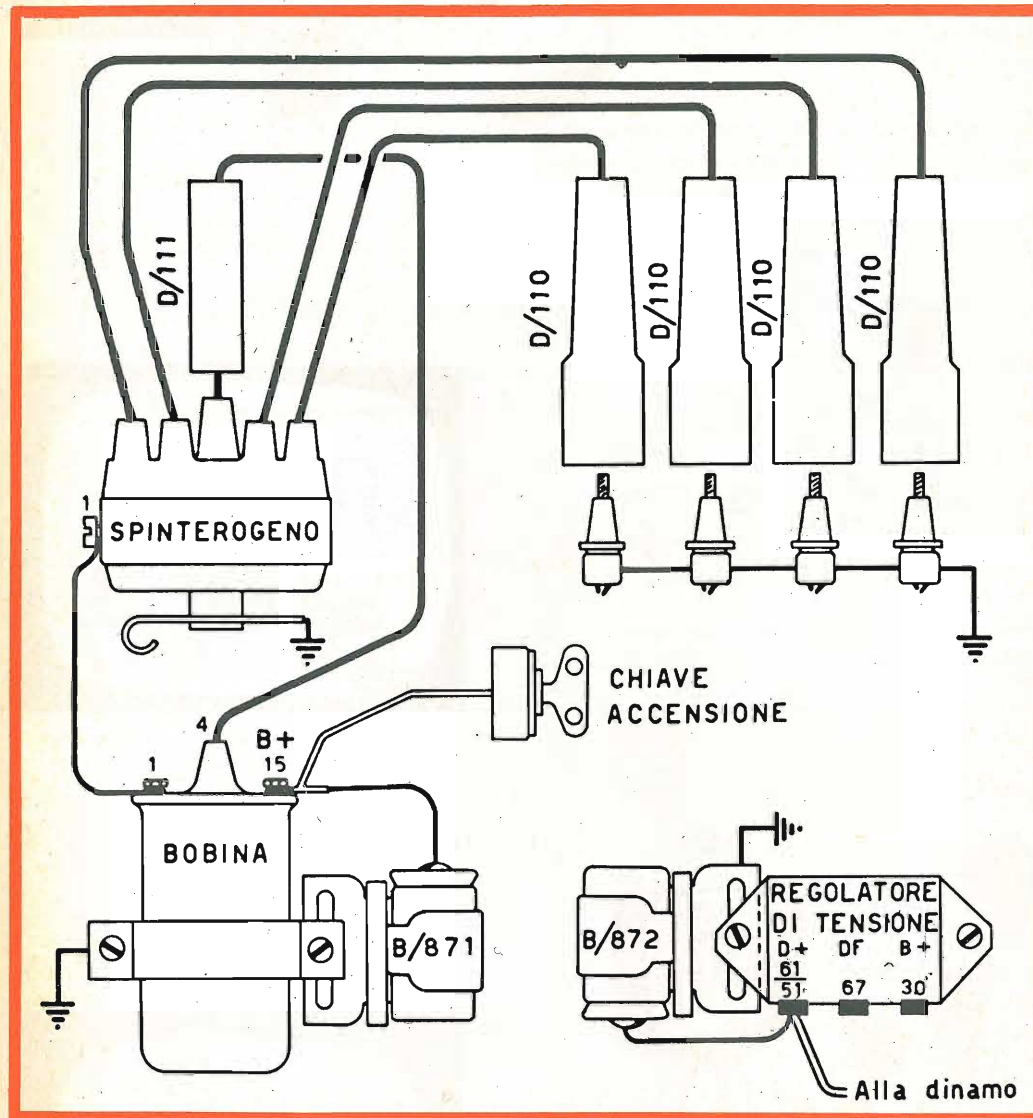
Esistono in commercio molte pubblicazioni che trattano il RADAR tanto dal punto di vista teorico quanto da quello pratico. Fra le più interessanti e che ritengo utili per la sua tesi di laurea vi sono le seguenti: Ing. G. Montefinale, IL RADAR, ed. Hoepli. Donald G. Fing RADAR ENGINEERING ed. Mc Graw-Hill Book, New York, London. RADAR SYSTEM ENGINEERING, sempre dello stesso editore.

Sullo stesso argomento esiste inoltre un interessante fascicolo, pubblicato nei PROCEEDINGS OF THE IRE (The Institute of Radio Engineers, Inc, at 1 *East* 79 *Street, New York* 21, *N. Y.).*

Fra le principali ditte che si dedicano alla costruzione di apparecchiature RADAR sono la MARCONI ITALIANA, con stabilimento a Genova Sestri, e sede a Genova, in Via Corsica, e la MARELLI LENKURT, Viale Italia 1, *Sesto S. Giovanni. Anche la società FACE, con sede in Via Bodio* 33, *Milano, e che rappresenta la nota società inglese DECCA, potrà fornirle delle pubblicazioni molto utili. Eventualmente si potrà rivolgere direttamente alla DECCA RADAR Ltd,* 61 *Webber Street S. E.* 1 *London.*

Sig. **RANZANI A.** - Milano

Impianto di schermatura per autoradio

Speriamo di fare cosa gradita a Lei e a tutti quei lettori che ci hanno sottoposto il medesimo quesito, riportando lo schema pratico per schermare un'autovettura.

IMPIANTO DI SCHERMATURA PER AUTORADIO O RADIO PORTATILE

Attenendosi scrupolosamente allo schema di cui sopra si otterrà una ricezione priva di disturbi. ● La schermatura effettuata a regola d'arte non toglie minimamente potenza al motore e rende meno deteriorabili le puntine platinate. ● Il supporto metallico dei condensatori deve essere fissato rigidamente ed in un punto in cui la lamiera sia stata opportunamente sverniciata, in caso contrario l'effetto del condensatore è nullo. ● Per eliminare eventuali residui di disturbo portare a massa l'apertura del cofano - il blocco motore - il radiatore.

" Proprio a me doveva toccar per marito l'agente più geloso di tutto il controspionaggio!... "

" Le dispiace se mi siedo nel suo angolo? Ho litigato coi miei secondi... "

" Non so proprio perchè sia così famoso: è la quinta volta che sbaglia bersaglio... "

" Ho notato una sua debolezza: non sta in guardia ogni volta che vai al tappeto... "

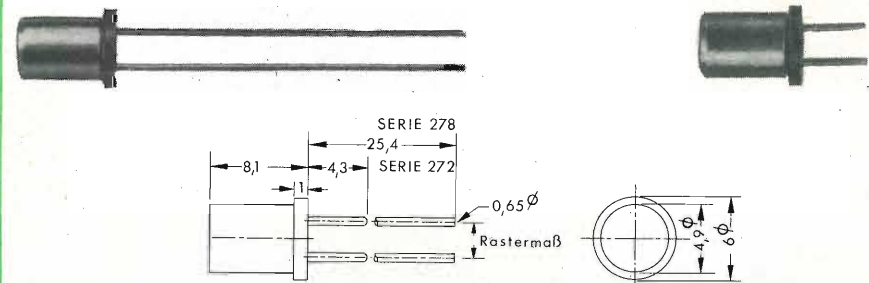
Denominazione del costruttore	Denominazione del componente	N. Catalogo G.B.C.
Microfuse	**Microfusibili**	—

IMPIEGO

Fusibile miniaturizzato di nuovissima concezione per apparecchiature elettroniche professionali e civili.

DIMENSIONI D'INGOMBRO

Serie 278000 **Serie 272000**

SERIE 278 — 25,4 — 8,1 — 4,3 — SERIE 272 — 1 — 0,65 ⌀ — Rastermaß — 4,9 ⌀ — 6 ⌀

CARATTERISTICHE

SERIE 272000

Con terminali per montaggio su portafusibili.

SERIE 278000

Con terminali per montaggio direttamente su circuito stampato.
Capacità di interruzione di corto circuito: 10000 A, a 125 V cc.
Caratteristiche di interruzione ultra-rapida. (Particolarmente progettato per la protezione di circuiti con semiconduttori e transistori).
Tempo di interruzione:

100% di carico: 4 ore minimo
220% di carico: 5 sec. max.

Realizzati in una gamma di 23 valori da 1/500 A a 5 A.
Tensione max: 125 V cc.

COSTRUTTORE

WICKMANN - Werke Aktiengesellschaft - 581 Witten - Annen (Germania Occ.)

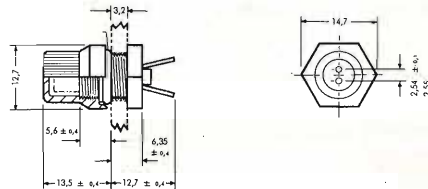
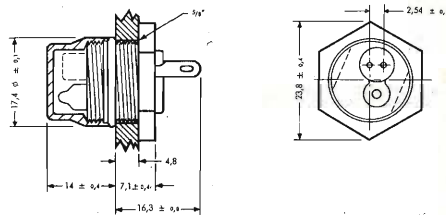
per eventuali informazioni rivolgersi alla G.B.C. - Direzione Generale

Denominazione del costruttore	Denominazione del componente	N. Catalogo G.B.C.
Microfuse Holders	**Portafusibili da pannello per microfusibili**	—

IMPIEGO

Apparecchiature elettroniche civili e professionali

DIMENSIONI D'INGOMBRO

Serie 281002

Serie 284000

CARATTERISTICHE

SERIE 281002

— Tipo di fissaggio: su pannello.
— Materiale: fenolico stampato di elevate caratteristiche meccaniche e dielettriche. Cappellotto a vite in materiale fenolico stampato. Completo di anello di tenuta stagna in neoprene.
Massimo spessore del pannello: 1/8 di pollice.

SERIE 284000

— Tipo di fissaggio: su pannello.
— Materiale: fenolico stampato di elevate caratteristiche meccaniche e dielettriche.
— Cappellotto a vite in polistirolo trasparente.
— Completo di lampada che segnala l'interruzione del fusibile e di anello di tenuta stagna in neoprene.
— Massimo spessore del pannello: 3/16 di pollice.
— Lampada disponibile nella gamma di tensione da 2,5 V a 125 V.

COSTRUTTORE

WICKMANN - Werke Aktiengesellschaft - 581 Witten - Annen (Germania Occ.)

per eventuali informazioni rivolgersi alla G.B.C. - Direzione Generale

LISTINO UFFICIALE VALVOLE E SEMICONDUTTORI DICEMBRE 1963

VALVOLE EUROPEE

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
AB1	2.600	
AB2	1.900	
ABC1	4.500	
ABL1	3.650	
ACH1	3.100	
AD1	2.900	
AF3	3.100	
AF7	4.550	
AK1	4.550	
AK2	4.550	
AL1	3.150	
AL4	4.550	
AL5	3.600	
AZ1	2.700	
AZ1S	2.180	
AZ2S	2.300	
AZ4	3.650	
AZ11	2.900	
AZ12	3.650	
AZ21	1.500	
AZ31	2.870	
AZ41	860	
AZ50	3.500	
AX50	5.400	
CBL1	4.500	
CBL6	3.500	
DA90	2.350	
DAC21	4.400	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
DAF11	4.000	
DAF40	2.500	
DAF91	1.200	
DAF96	1.180	
DC70	11.790	
DC90	1.600	
DC96	1.500	
DCC90	2.750	
DCH11	4.550	
DF11	3.900	
DF21	4.600	
DF67	2.930	
DF91	1.300	
DF92	1.400	
DF96	1.190	
DF97	1.190	
DF651	4.350	
DF904	—	
DH3-91	14.000	
DF906	2.000	
DK21	5.200	
DK40	4.150	
DK91	1.480	
DK92	1.620	
DK96	1.490	
DL11	3.100	
DL21	3.860	
DL41	3.500	
DL63	2.200	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
DL66	2.930	
DL67	2.930	
DL68	3.260	
DL91	1.750	
DL92	1.220	
DL93	1.460	
DL94	1.210	
DL95	1.320	
DL96	1.280	
DL97	—	
DL651	4.350	
DL907	—	
DM70	1.260	
DM71	1.350	
DY80	1.530	
DY86	1.200	
DY87	1.290	
E80CC	3.590	
E80CF	6.190	
E80F	3.590	
E80L	3.590	
E81CC	3.770	
E81L	5.500	
E83CC	6.650	
E83F	5.800	
E84L	4.950	
E86C	6.650	
E88C	4.900	
E88CC	4.500	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
E90CC	3.420	
E90F	3.800	
E91H	3.080	
E92CC	2.610	
E99F	3.800	
E180F	5.970	
E182CC	4.300	
E188CC	4.500	
E280F	9.850	
E424N	1.850	
E443H	3.100	
E810F	13.900	
EA50	—	
EAA11	2.700	
EAA91	860	
EAA901S	—	
EABC80	1.050	
EAF42	1.480	
EAM86	2.500	
EB4	3.730	
EB11	1.850	
EB41	1.920	
EBC3	3.600	
EBC11	2.350	
EBC33	1.350	
EBC41	1.200	
EBC81	1.020	
EBC90	820	
EBC91	820	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
EBF2	4.000	
EBF11	2.300	
EBF15	3.200	
EBF32	2.900	
EBF80	1.150	
EBF83	1.420	
EBF89	1.320	
EBL1	5.600	
EBL21	4.000	
EC50	6.540	
EC55	49.500	
EC80	6.470	
EC81	6.150	
EC86	1.800	
EC88	2.000	
EC88T		
EC90	3.140	
EC91	3.140	
EC92	1.150	
EC93	1.400	
EC95	1.650	
EC97	1.650	
EC806S	—	
EC900	1.750	
EC903	—	
ECC35	2.000	
ECC40	2.550	
ECC81	1.140	
ECC82	1.140	
ECC83	1.105	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
ECC84	1.520	
ECC85	1.085	
ECC86	2.380	
ECC88	1.830	
ECC89	2.300	
ECC91	2.180	
ECC189	1.750	
ECC801S	—	
ECC802S	—	
ECC803S	—	
ECF1	3.200	
ECF12	3.100	
ECF80	1.430	
ECF82	1.430	
ECF82T	—	
ECF83	2.370	
ECF86	1.820	
ECF86T	—	
ECF801	1.820	
ECF802	1.780	
ECF805	—	
ECH3	4.450	
ECH4	4.450	
ECH11	2.100	
ECH21/22	5.500	
ECH35	2.300	
ECH42	1.580	
ECH43	2.900	
ECH81	1.020	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
ECH83	1.420	
ECH84	1.420	
ECL11	4.500	
ECL80	1.400	
ECL81	1.400	
ECL82	1.350	
ECL84	1.550	
ECL85	1.550	
ECL86	1.500	
ECL113	1.900	
ECLL800	2.850	
EE50	8.200	
EEP1	15.190	
EF6	3.900	
EF9	3.600	
EF11	2.100	
EF12	2.750	
EF13	2.000	
EF14	2.300	
EF15	3.400	
EF22	2.100	
EF36	5.450	
EF37A	5.450	
EF39	4.350	
EF40	2.400	
EF41	1.280	
EF42	2.350	
EF43	2.000	
EF50	5.990	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
EF51	8.050	
EF80	1.105	
EF83	1.650	
EF85	1.215	
EF86	1.450	
EF89	800	
EF91	2.440	
EF92	2.950	
EF93	820	
EF94	1.000	
EF95	2.800	
EF97	1.310	
EF98	1.310	
EF183	1.300	
EF184	1.300	
EF800	—	
EF802	—	
EF804	2.200	
EF804S	5.200	
EF805S	—	
EF806S	—	
EFM1	4.500	
EFM11	4.250	
EH90	1.200	
EH900S	—	
EK2	4.000	
EK90	940	
EL2	3.650	
EL3	3.650	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
EL8	2.200	
EL11	2.000	
EL12	4.830	
EL12 Spez	6.100	
EL13	3.600	
EL32	2.100	
EL33	3.100	
EL34	3.250	
EL36	2.480	
EL38	8.200	
EL41	1.200	
EL42	1.800	
EL60	6.500	
EL81	1.890	
EL83	1.990	
EL84	870	
EL86	1.100	
EL90	870	
EL91	1.790	
EL95	960	
EL152	—	
EL153	—	
EL156	—	
EL500	2.480	
EL803	—	
EL803S	—	
EL804	—	
ELL80	2.300	
EM4	3.650	
EM11	2.100	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
EM34	3.650	
EM35	2.200	
EM71	2.000	
EM72	2.000	
EM81	1.560	
EM84	1.720	
EM85	2.370	
EM87	1.820	
EMM801	—	
EQ80	3.550	
EY51	1.870	
EY80	1.400	
EY81	1.080	
EY82	1.150	
EY83	1.100	
EY86	1.135	
EY87	1.290	
EY88	1.350	
EY91	2.450	
EZ2	4.500	
EZ4	2.600	
EZ11	2.300	
EZ12	2.670	
EZ35	1.600	
EZ40	1.220	
EZ41	1.870	
EZ80	550	
EZ81	550	
EZ90	550	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
EZ91	1.000	
GR16	3.450	
GZ30	—	
GZ31	—	
GZ32	3.400	
GZ34	1.850	
GZ41	1.400	
HAA91	—	
HABC80	1.100	
HBC90	900	
HBC91	900	
HCC85	1.085	
HCH81	1.020	
HF93	820	
HF94	1.000	
HK90	940	
HL90	1.550	
HL92	1.000	
HL94	—	
HM85	1.500	
HY90	500	
P420	5.250	
PABC80	1.050	
PC86	1.800	
PC88	2.000	
PC88T	—	
PC92	1.350	
PC93	2.800	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
PC95	1.650	
PC97	1.650	
PC900	1.750	
PCC84	1.520	
PCC85	1.085	
PCC88	1.830	
PCC89	2.300	
PCC189	1.750	
PCF80	1.430	
PCF82	1.430	
PCF82T	—	
PCF86	1.820	
PCF86T	—	
PCF801	1.820	
PCF802	1.780	
PCF805		
PCL81	2.470	
PCL82	1.350	
PCL83	2.100	
PCL84	1.550	
PCL85	1.550	
PCL86	1.500	
PF83	—	
PF86	1.650	
PL21	2.800	
PL36	2.480	
PL81	1.890	
PL81S	1.890	
PL82	1.400	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO	VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
PL83	1.990		UBL21	4.000	
PL84	1.100		UC92	1.350	
PL500	2.480		UCC85	1.085	
PL5727	4.100		UCF12	4.100	
PM84	1.720		UCH4	3.100	
PY80	1.800		UCH5	3.550	
PY81	1.080		UCH11	2.600	
PY82	830		UCH21	4.600	
PY83	1.100		UCH42	1.580	
PY88	1.350		UCH43	3.300	
PZ30	6.200		UCH81	1.020	
QEO5/40	10.200		UCL11	9.490	
QQE-03/12	10.400		UCL81	2.470	
R7200	1.600		UCL82	1.350	
TP4100	1.700		UCL83	2.100	
UAA11	2.600		UF5	2.100	
UAA91	2.800		UF6	2.400	
UABC80	1.050		UF9	2.700	
UAF42	1.480		UF11	2.950	
UB41	2.400		UF14	3.400	
UBC41	1.260		UF15	3.400	
UBC81	1.020		UF21	3.750	
UBF11	3.570		UF41	1.280	
UBF15	4.000		UF42	2.800	
UBF80	1.450		UF43	2.300	
UBF89	1.320		UF80	1.870	
UBL1	3.000		UF85	1.215	
UBL3	5.280		UF89	800	
			UL2	2.550	

VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO	VALVOLA	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
UL11	4.450		UY11	3.490	
UL41	1.200		UY21	1.700	
UL44	2.670		UY42	820	
UL84	900		UY82	1.630	
UM4	3.100		UY85	500	
UM11	2.840		UY89	1.630	
UM35	2.550		UY92	1.960	
UM80	1.700				
UM85	1.800		1561	3.300	
UQ80	2.250		1805	1.830	
UY1N	3.390		4699	6.850	

VALVOLA		PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
832A	USA		
866A	USA	6.750	
884	USA	4.840	
885	USA	4.100	
1620		15.900	
1625		2.600	
1629		1.200	
2050	USA	5.000	
2051	USA	3.100	
3546		6.200	
5651	USA	3.790	
5654		3.670	
5663	USA	4.000	
5670	USA	4.700	
5686	USA	6.470	
5687	USA	8.500	
5687W	USA	10.800	
5696		3.200	
5696	USA	4.250	
5718	USA	9.700	
5719	USA	6.050	
5725	USA	6.000	
5726	USA	2.990	
5727	USA	5.500	
5749	USA	4.200	
5750	USA	6.580	
5751	USA	4.850	

VALVOLA		PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
5763	USA	5.350	
5814	USA	5.240	
5823	USA	3.950	
5879	USA	4.100	
5881	USA	6.250	
5886	USA	13.600	
5963	USA	2.815	
6080		9.950	
6146	USA	9.500	
6201	USA	6.560	
6973	USA	2.500	
7025	USA	2.100	
7189	USA	2.070	
7199	USA	3.360	
7247	USA	2.120	
9001	USA	10.800	
9002	USA	8.000	
9003	USA	11.300	
9004	USA	12.100	
9005	USA	12.500	
9006	USA	6.500	
AV2000		3.000	
ST100		750	
KT66		3.500	
KT66	USA	7.400	
KT88	USA	6.000	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO

TRANSISTOR PHILIPS

AL GERMANIO

Stadi preamplificatori pilota e finali di bassa frequenza.

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
AC107	1.490	
AC125	1.100	
AC126	1.150	
AC128	1.230	
2AC128	2.460	
AD139	2.570	
2AD139	5.140	
OC26	2.360	
2OC26	4.720	
OC70	1.000	
OC71	1.020	
OC72	1.120	
2OC72	2.240	
OC74	1.200	
2OC74	2.400	
OC75	1.050	
OC79	1.540	

Amplificatori di radio frequenza, stadi convertitori, amplificatori di media frequenza.

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
AF114	1.830	
AF115	1.730	
AF116	1.250	
AF117	1.150	
AF118	1.900	
AF124	2.190	
AF125	1.900	
AF126	1.390	
AF127	1.280	
OC44	1.300	
OC45	1.200	

Stadi finali complementari

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
AC127/AC132	3.200	
OC169	1.120	
OC170	1.230	
OC171	1.820	

Subminiatura per microamplificatori.

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
OC57	2.360	
OC58	2.360	
OC59	2.360	
OC60	2.360	

SERIE PER TV

Amplificatori VHF.

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
AF102	2.400	
AF180	3.300	

Amplificatori di media frequenza video.

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
AF121	2.330	
AF181	3.000	

Al silicio per amplificatori finali video.

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
BF109	3.050	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
Stadi finali di quadro.		
AD140	2.650	
Stadi finali di riga.		
AU101	11.000	
AU102	7.670	
Comparatori di fase.		
AC130	2.380	

DIODI AL GERMANIO

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
Esecuzione normale.		
OA70	290	
OA72	320	
2OA72	650	
OA73	290	
OA79	320	
2OA79	650	
OA81	270	
OA85	285	
Esecuzione miniatura.		
AA119	350	
2AA119	710	
OA90	320	
OA91	330	

DIODI AL SILICIO

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
d'impiego generale.		
BA100	860	
BA102	960	
BA109	1.170	
BA114	770	
di potenza.		
OA210	1.130	
OA211	1.960	
OA214	1.870	
BY100	1.820	
BY114	1.130	

Semiconduttori professionali

Gruppo commutazione

DIODI

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
AAY11	250	
AAY21	400	
AAZ12	1.600	
AAZ13	1.300	
AAZ15	650	
AAZ17	700	
AAZ18	680	
OA92	220	
OA95	280	
N26BAY	3.000	

TRANSISTOR

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
ASY26	1.370	
ASY27	1.450	
ASY28	1.370	
ASY29	1.450	
ASY31	1.400	
ASY32	1.500	
ASY76	1.100	
ASY77	1.650	
ASY80	1.450	
ASZ21	2.950	
ATZ10	10.700	
AUY10	11.200	
BSY38	3.600	
BSY39	4.000	
OC76	800	
OC77	850	
OC139	1.550	

Gruppo Impieghi Generali

DIODI

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
OA200	620	
OA202	850	
OAZ200	2.350	
OAZ201	2.150	
OAZ202	1.470	
OAZ203	1.600	
OAZ204/5/6	1650	
OAZ207	2.150	
OAZ208...213	1.000	
BZY56...63	1.900	
BZY64...69	1.150	
BZZ14...20	3,300	
BAY32	1.250	
BAY33	1.590	

TRANSISTOR

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
AFY19	5.690	
AFZ12	4.500	
ASZ20	1.680	
ASZ23	6.480	
ASZ15	4.170	
ASZ16	3.800	
ASZ17	2.900	
ASZ18	3.750	
OC22	3.600	
2xOC22	7.500	
OC23	4.500	
OC24	4.100	
OC122	2.200	
OC123	3.200	
BCZ10	1980	
BCZ11	3.250	
BCZ12	2.250	
BCZ13	2.500	
BCZ14	3.100	
BCY10	3.100	
BCY11	4.300	
BCY12	4.300	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
BCY31	4.800	
BCY32	5.200	
BCY33	3.700	
BCY38	4.450	
BCY39/40	5.450	
BSY10	6.700	
BSY11	8.400	
BFY10	5.550	
BFY11	6.900	
BDY10	19.500	
BDY11	25.000	

FOTOELEMENTI

OAP12	2.600 fotodiodo	
OCP70	2.500 fototransistors	
BPY10	4.000 cella fotovoltaica al silicio	
S1Sp	18.550 cella solare	

Gruppo Potenza

DIODI

BYZ10/16	3.500	
BYZ11/17	2.800	
BYZ12/18	1.900	
BYZ13/19	1.450	
BYY10	1.800	
BYY20/21	1.400	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
BYY22/23	8.300	
BYY67/68	10.300	
BYY24/25	10.850	
BYY69/70	13.000	
BYY71/72	15.200	
BYZ14/15	9.750	
BYY73/74	11.300	
BYY15/16	12.790	
BYY75/76	15.300	
BYY77/78	17.800	
BYY93/94	67.100	
BYY95/96	89.650	
OA31	3.300	

TRANSISTOR

2N1100	10.300	
ADY26	12.350	
ADZ11	6.800	
ADZ12	7.400	

TRANSISTOR

BTY79	18.600	
BTY80	26.500	
BTY81	40.350	
BTY82	49.670	
BTY83	60.700	
BTY84	17.900	
BTY85	25.900	
BTY86	35.900	
BTY87	45.200	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO	PREZZO NETTO G.B C.
BTY88	20.000	
BTY89	28.500	
BTY90	40.350	
BTY91	50.450	
BTY92	55.750	
BTY93	72.000	
BTY94	110.900	
BTY95	120.000	
BTY96	64.750	
BTY97	84.000	
BTY98	129.500	
BTY99	145.000	

TRANSISTOR MISTRAL

SFT125	950	
2xSFT125	1.930	
SFT125P	970	
SFT131	1.000	
2xSFT131	2.050	
SFT170	3.390	
SFT186	4.100	
SFT212	2.400	
2xSFT212	4.960	
SFT307	480	
SFT308	490	
SFT316	1.000	
SFT317	600	
SFT319	530	
SFT320	560	
SFT323	480	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
2xSFT323	970	
SFT337	530	
SFT351	440	
SFT352	460	
SFT353	480	
SFT357	1.020	
SFT358	1.100	
SFT523N	1.300	
SFD104	190	
SFD107	160	
SFD108	190	
SFD110	190	
SFD112	160	
SFD115	190	
SFR164	1.700	

1N82A	1.200	
2N18F	300	
SFD106	100	
MFT108	300	
MFT123	300	

TRANSISTOR AL SILICIO

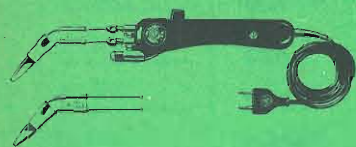
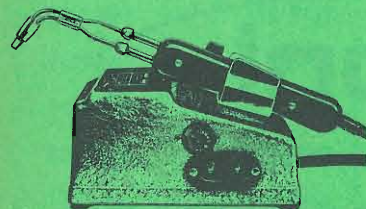
2N696	2.460	
2N697	2.460	
2N1420	8.480	
2N1613	4.250	
2N1711	5.300	
2N2049	7.500	
2N698	4.450	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
2N699	5.100	
2N1889	5.000	
2N1890	6.770	
2N1893	5.470	
2N706	2.240	
2N707	33.800	
2N708	3.500	
2N914	5.100	
2N918	19.000	
2N1983	3.340	
2N1984	3.000	
2N1985	2.660	
2N1986	3.090	
2N1987	3.000	
2N1988	3.390	
2N1989	3.000	
2N1990	2.660	
2N995	25.380	
1S210	800	
1S220	1.040	
1S230	1.890	
1SV120	840	
1SV130	950	
2N1991	6.900	
2N916	11.000	
2G578	1.100	
2G1024	1.030	
1S1121	3.780	
1S1122	4.260	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
DIODI AL GERMANIO		
1G25	250	
1G26	250	
1G27	190	
1G55	600	
1G56	750	
1G57	530	
1G58	570	
RADDRIZZATORI AL SILICIO		
1S1691	560	
1S1692	650	
1S1693	750	
1S1694	780	
1S1695	950	
1S1696	1.230	
1S1697	1.320	
1S536	870	
1S537	950	
1S538	1.100	
1S539	1.230	
1S540	1.500	
1S1095	1.720	
1S1096	1.880	
1S560	2.450	
1S561	2.900	
1S1114	1.230	
1S1115	1.400	
1S1116	1.700	
1S1117	2.050	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
1S1118	2.780	
1S1119	3.390	
1S1120	3.900	
FD100	10.580	
FD200	4.250	
FD300	5.300	
TRANSISTOR AL GERMANIO		
2G395	780	
2G396	1.200	
2G397	1.550	
2G525	1.030	
2G526	1.200	
2G527	1.400	
2G1025	1.200	
2G1026	1.550	
2G109	700	

Semiconduttori	PREZZO LISTINO G.B.C.	PREZZO NETTO
2G108	620	
2G271	700	
2G270	620	
2G1027	1.700	
2G577	1.000	
2G398	2.100	
2G319	780	
2G320	950	
2G321	1.100	
2G322	870	
2G323	1.040	
2G324	1.100	
2G508	1.200	
2G141	700	
2G140	620	
2G139	700	
2G138	620	

ESTRATTO DAL CATALOGO ILLUSTRATO *G. B. C.*

Lire	Articolo	
5.300	L/506	**Saldatore « Iparapido »** a manopola con illuminazione del punto di lavoro. Punta saldante con resistenza blindata, in acciaio inossidabile. Potenza 30 W - Peso 220 g. Indicare il voltaggio di esercizio (110 - 125 - 160 - 220 V)
6.630	L/507	**Saldatore « Iparapido »** a manopola con illuminazione del punto di lavoro. Resistenza blindata in acciaio inossidabile. Potenza. 70 W - Peso 320 g Indicare il voltaggio di esercizio (110 - 125 - 160 - 220 V)
8.600	L/511	**Saldatore « Iparapido »** a pistola con illuminazione del punto di lavoro, custodia in resina rinforzata. Consuma solo al momento dell'uso. Punta saldante in acciaio inossidabile con resistenza blindata. Potenza 90 W
9.300	L/511-1	**Saldatore « Iparapido »** a pistola come L/511, con custodia in acciaio.
9.000	L/512	**Saldatore « Iparapido »** a pistola come L/511 completo di borsa.
6.650	L/514	**Saldatore « Iparapido »** a pistola. Punta saldante intercambiabile. Illumina il posto di lavoro; con cambia tensioni.
990	L/553-2	**Punta** per saldatore L/514
7.950	L/531	**Saldatore « Iparapido »** Mod. 90. Particolarmente adatto per lavori discontinui e per radiotecnici. Punta saldante in acciaio inossidabile. Peso 1040 g Indicare voltaggio d'esercizio (110 - 125 - 160 - 220 V)
9.400	L/532	**Saldatore « Iparapido »** da banco Mod. 90 C. Punta saldante intercambiabile in acciaio inossidabile, con cambio tensioni. Potenza 90 W - Peso 1160 g
18.000	L/533	**Saldatore « Iparapido »** 90 W con cambio tensioni. Manopola a doppia alimentazione di corrente. Adatto per lavorazioni in serie. Punta saldante in acciaio inossidabile. Peso g 3000

Un metodo nuovo per raggiungere un'alta specializzazione in Radio-TV (a casa propria con rate anche di L. 1300)

Il continuo, rapido progredire della tecnica elettronica obbliga ad una profonda conoscenza di questa disciplina. È pertanto indispensabile raggiungere un'alta specializzazione in RADIO-TV che sono la base per la comprensione dei fenomeni elettronici.

Un nuovo metodo « psicologico » di insegnamento per corrispondenza

È stato elaborato, dopo lunghi studi ed esperienze, un nuovo metodo facilitato « psicologico » che permette a chiunque abbia una cultura media di capire i complessi fenomeni, senza la comprensione dei quali è impossibile raggiungere un'alta specializzazione.

Che cosa è il metodo « psicologico »

Come tutte le conquiste notevoli il nuovo metodo è basato su un presupposto semplice: le lezioni sono compilate riportando stampato il dialogo al quale si assiste, in aula, fra professore

bollo da

L. 25

On.

ISTITUTO DI TECNICA ELETTRONICA

" Francesco - Maria Grimaldi "

e studente. In altre parole la materia è spiegata prima dall'insegnante, poi ripresa dall'allievo che la commenta secondo il suo punto di vista.

Quali sono i risultati?

In pochi mesi è possibile diventare un tecnico specializzato in grado di poter lavorare per proprio conto arrotondando di molto lo stipendio oppure trovare un posto di lavoro altamente remunerativo. L'Istituto si occupa della sistemazione degli allievi. Importante è poi il fatto che, dopo aver seguito il corso con diligenza, sarà possibile la consultazione di opere di radio, TV, elettronica finora inaccessibili.

Un'occasione da non lasciarsi sfuggire

Staccare la cartolina, riempirla con chiara calligrafia e spedirla. Il bollettino gratuito per il corso di radio (o di televisione), che seguirà dopo pochi giorni, contiene tutte le spiegazioni e contiene pure un saggio delle lezioni.

Viene pure distribuito — a richiesta — il materiale per le esercitazioni pratiche (strumenti ed apparecchi radio). Per il corso di televisione viene distributo — sempre a richiesta — il materiale per la costruzione di un moderno televisore a 113° pronto per il secondo programma. IL TUTTO CON PAGAMENTO A PICCOLE RATE.

L'invio del bollettino è gratuito e non impegna in alcuna maniera.

La radio e la televisione offrono le più grandi prospettive per il vostro avvenire

Istituto di tecnica elettronica « Francesco-Maria Grimaldi » - Piazza Libia, 5 - MILANO

Spett. Istituto

desidero ricevere GRATIS E SENZA ALCUN IMPEGNO il bollettino per il corso che segno con una crocetta nel quadratino:

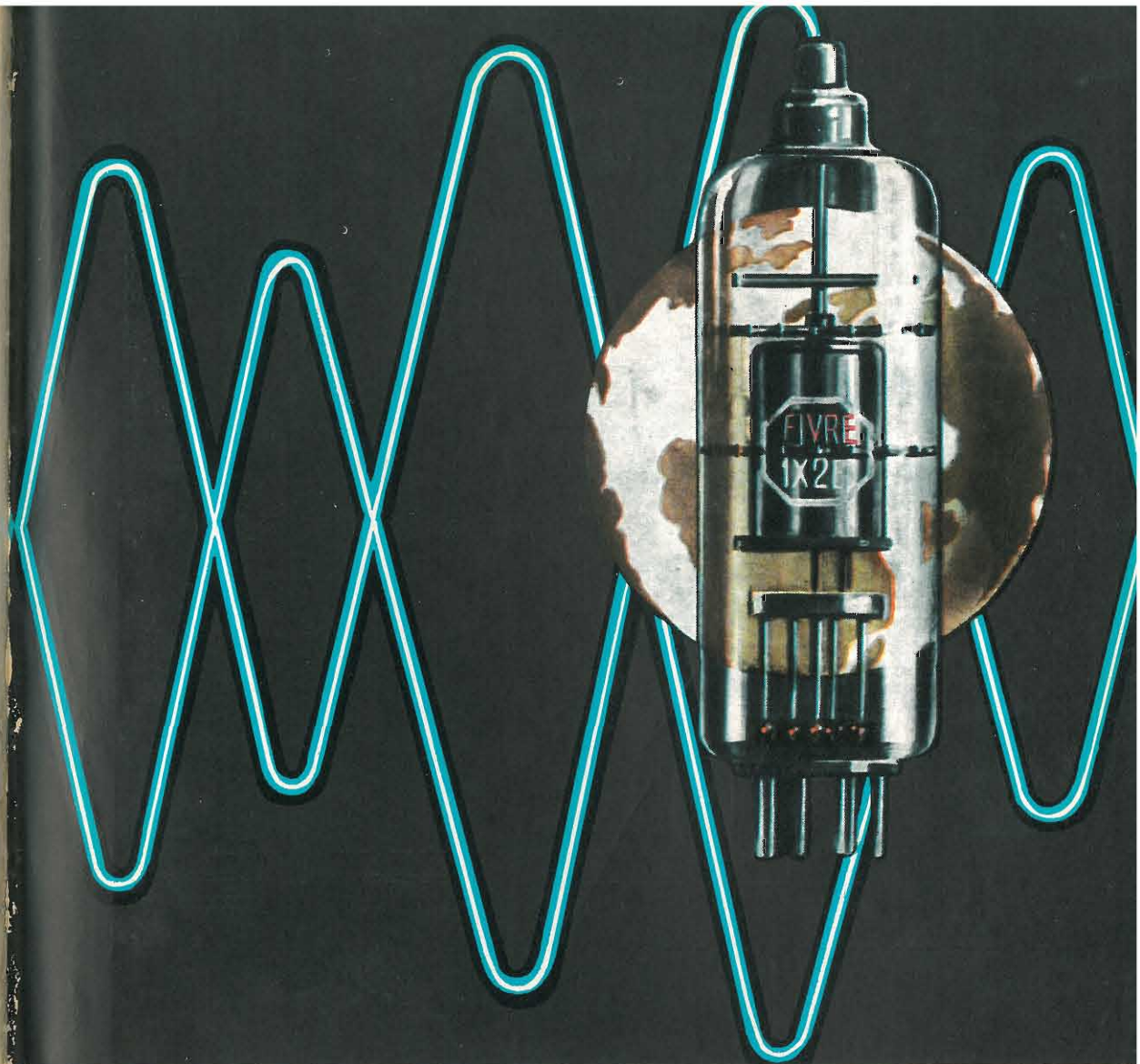
☐ Bollettino 01 corso per corrispondenza di radiotecnica

☐ Bollettino TLV corso per corrispondenza di televisione

Cognome .... Nome ....

Via .... N. .... città o paese ....

provincia ....

data ....

suoni e voci tornano a voi fedeli nel tempo

nastri magnetici

Scotch®
BRAND

Così fedeli, così vivi anche dopo anni, i suoni incisi sui nastri "Scotch". Eppure ci sono altri motivi per preferire i nastri "Scotch": ad esempio la lubrificazione al silicone che assicura la totale protezione della testina del registratore poichè ne evita l'usura, mantenendone inalterato il rendimento, ed elimina lo stridio; e inoltre la possibilità di scegliere fra numerosi tipi di "Scotch" un nastro per ogni esigenza. I nastri "Scotch" sono garantiti dal nome Minnesota, la marca dei famosi "Scotch" Video Tapes, che hanno risolto il problema della registrazione delle immagini, adottati dalla RAI-TV e dalle televisioni di tutto il mondo.

3M MINNESOTA